RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

6. JAHRGANG **21** NOVEMBER 1957



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Titelbild:

Scheibenmeßtisch für die Fertigungsprüfung von Empfängerröhren im VEB Funkwerk Erfurt mit dem als Zusatzgerät entwickelten Leistungsmeßgerät. Näheres hierüber wird in dem Beitrag „Spezielle Meßgeräte für die Röhrenprüfung" auf Seite 680 in diesem Heft berichtet.

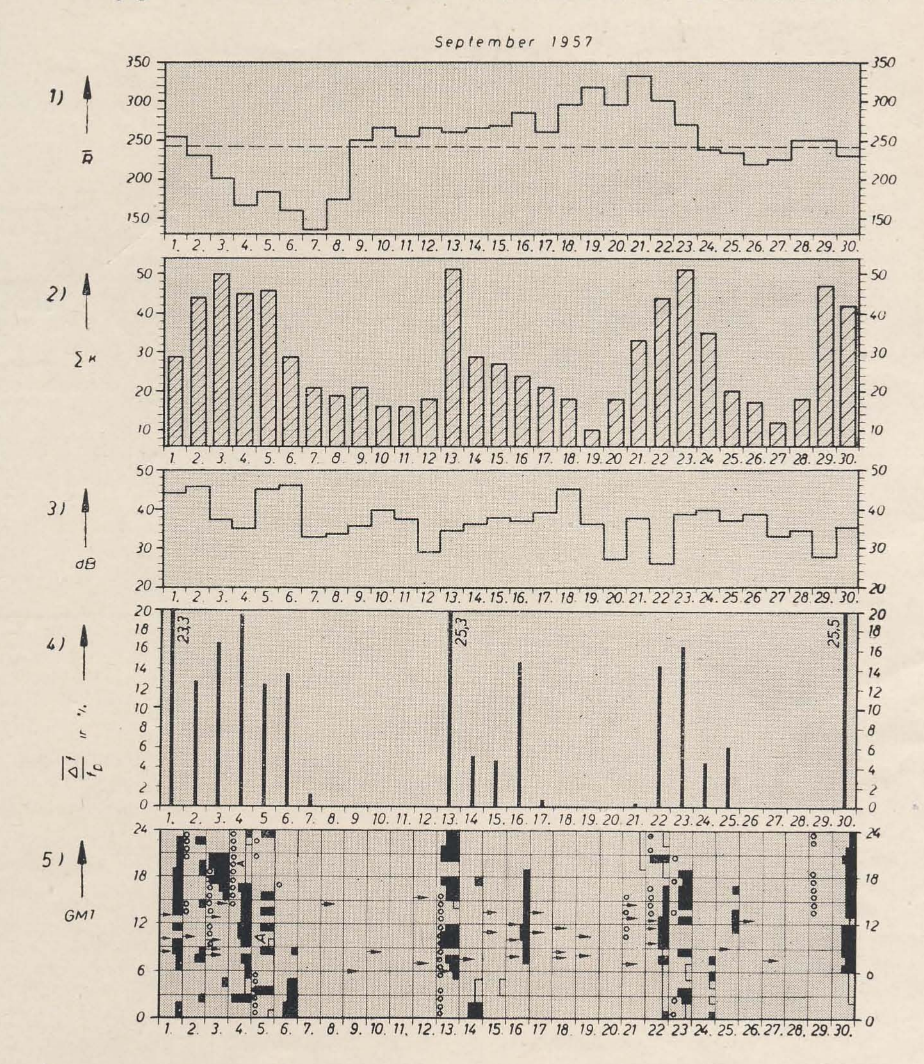
Aufnahme: Werkfoto-Kämpfer

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Ing. Giselher Kuckelt
Lizenznummer: 5227
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Sept. 1957 und Vorschau für Nov. 1957

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



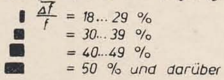
1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz

4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfreqenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert

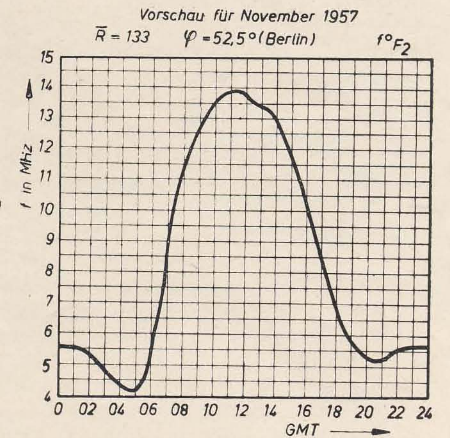


$\frac{\Delta f}{f}$ = 18...29 %
= 30...39 %
= 40...49 %
= 50 % und darüber

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

○ plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $\Delta \geq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde

▯ Streuecho Ā Abdeckung durch E-Schicht



Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin, und die Beauftragten der Zentralen Zeitschriftenwerbung

für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. NOVEMBERHEFT 6. JAHRGANG **21** | 1957

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Zum Stand unserer Transistorfertigung

Im Gegensatz zur Empfänger- und Meßgerätetechnik, deren Erzeugnisse neben vielen anderen unserer HF-Technik auf dem Weltmarkt einen Namen haben, stehen wir im Falle der Halbleiterbauelemente, insbesondere in der Transistorfertigung, weit hinter anderen Ländern zurück. Beinahe in jeder neuen Ausgabe europäischer und amerikanischer Fachzeitschriften wird von neuen Transistoren berichtet, die immer größere Leistungen bei immer höheren Frequenzen verstärken können. Im gleichen Maße wie die Transistorentwicklung selbst erweitern sich die Anwendungsmöglichkeiten dieses Halbleiterbauelementes. In den NF-Stufen von Kofferempfängern und Autosupern, in Fernseh- und Meßgeräten, elektronischen Rechenmaschinen und in der Trägerfrequenztechnik haben sie sich auf Grund ihrer mechanischen Stabilität, der geringen Abmessungen, der hohen Lebensdauer und des geringen Leistungsbedarfes ihren Platz erobert.

Um so bedenklicher ist es, daß die Transistorfertigung in der Deutschen Demokratischen Republik noch nicht annähernd den gewünschten Stand erreicht hat. Es gibt bei uns heute noch keine einzige Anwendung von Transistoren in der Serienfertigung, da Transistoren eben noch nicht in nennenswertem Umfang produziert werden.

Wir haben versucht, die Gründe für das Versagen bei der Transistorfertigung herauszufinden und sind dabei auf folgende Hauptursache gestoßen: Bestimmte, entscheidende Beschlüsse wurden nicht rechtzeitig genug gefaßt! Dies fängt bereits an mit Beginn und Ort der Transistorentwicklung, die Dr. Falter in Teltow im Jahre 1953 aufnahm. Zu diesem Zeitpunkt befaßte man sich in den USA und wenig später auch in Westdeutschland bereits intensiv mit der Fertigungsüberleitung der von den Amerikanern Bardeen, Brattain und Shockley entwickelten neuen Bauelemente.

Die Bedeutung der Halbleitertechnik wurde von vielen unserer verantwortlichen Stellen zu dieser Zeit überhaupt nicht erkannt und später auf lange Zeit hinaus immer noch unterschätzt. Das wurde erst anders nach dem sehr deutlichen öffentlichen Hinweis auf diese neue Technik in den Direktiven zum 2. Fünfjahrplan unserer Republik, die im Frühjahr 1956 auf der 3. Parteikonferenz der SED beschlossen wurden. Sie enthielten u. a. folgende Forderung: „Die Erforschung der Verwendungsmöglichkeiten der Halbleiter für die Entwicklung der Elektrotechnik muß wissenschaftlich und produktionstechnisch besonders gefördert werden."

Diese Direktive veranlaßte zwar die Leitung des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau zu einer außerordentlichen Kollegiumssitzung, über die wir in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956) ausführlich berichteten, und auf der konkrete Richtlinien für die Weiterführung der Arbeiten auf dem Halbleitergebiet gegeben wurden. Unter anderem wurde festgelegt, daß die Entwicklung im WBN „Carl von Ossietzky" fortzuführen und die Produktion von Glasdioden und Transistoren 1957 im WF aufzunehmen sei.

Jedoch wurden diese Beschlüsse nur teilweise verwirklicht. Die Gewinnung von reinstem Germanium, von Indium und Silizium hat begonnen, ebenso die Fertigung von Glasdioden im WF. Andere Festlegungen jedoch, wie zum Beispiel die Belieferung der Entwicklungsstellen mit Transistoren durch WBN und die Aufnahme der Transistorfertigung im WF, wurden unzureichend oder gar nicht durchgeführt. Ferner war beschlossen worden, noch im Jahre 1957 im WBN unabhängig von der Fertigung im WF eine größere Vorserie von 100000 Transistoren zu produzieren. Voraussetzung hierfür war aber die Bereitstellung der erforderlichen Investmittel bis zum 31. 12. 1956, die nach unseren Informationen jedoch erst Mitte dieses Jahres bewilligt worden sind, weil man sich über die Projektierung nicht einig wurde. Das ist sicher mit einer der Gründe für die ungenügende Entwicklung der Fertigungstechnologie. Die besten Entwicklungsergebnisse nützen uns bekanntlich nichts, wenn keine Technologie entwickelt wird, um diese Ergebnisse in der Fertigung mit einem guten ökonomischen Wirkungsgrad nutzbar zu machen. Aber wurde von seiten der HV RFT wirklich alles getan, um die Entwicklungsstelle Teltow finanziell in die Lage zu versetzen, diese Technologie durchzuentwickeln und in der Praxis zu erproben? Auf alle Fälle muß zu den nächsten Aufgaben, auch von der Entwicklung her gesehen, die Konzentrierung auf die Fertigungsüberleitung gehören, es muß der Technologie des Fertigungsprozesses auf diesem für uns vollkommen neuen Gebiet erhöhte Aufmerksamkeit geschenkt werden.

Darüber hinaus erwies sich der Beschluß, wo überhaupt gefertigt werden sollte, als nicht genügend durchdacht. Ursprünglich war vorgesehen, im WBN Teltow, wo Dr. Falter die Entwicklung betrieb, auch die Fertigung einzurichten. Dann wurde dieser Gedanke, wie wir gesehen haben, von dem Plan einer Halbleiterfertigung im Werk für Fernmeldewesen abgelöst. Hierauf folgte dann u. a. ein Plan zum Ausbau eines Geländes in der Nähe von Teltow zum Halbleiterwerk mit großer Entwicklungsstelle. Verständlich, daß bei dieser Ablösung eines Projektes durch das andere die Transistorsituation nicht besser wurde. Die von vielen Wissenschaftlern und Ingenieuren mit Eifer und Erfolg betriebenen Arbeiten wurden vielmehr gehemmt und kamen zu keinem sichtbaren Erfolg. So sind wir bis heute über eine Versuchsproduktion in Teltow nicht hinausgekommen. Bleibt zu hoffen, daß ein vor kurzem gefaßter Beschluß über den Bau eines Transistorwerkes nun endgültig bindend ist!

Es erhebt sich als nächste die Frage: Wer ist schuld an dem verzettelten Gang dieser Entwicklung? Verantwortlich sind die Werkleitung des WBN Teltow und die Hauptverwaltung RFT. Jedoch kann man ihnen nicht die volle Schuld an der Situation geben, denn sie sollten grundsätzliche Entscheidungen treffen, die von Leuten, die ständig mit den Problemen der operativen Anleitung und Hilfe für die Betriebe zu tun haben, nicht zu verlangen sind. Erfordert doch die Planung für den Bau eines Halbleiterwerkes die vielfältigsten Überlegungen. Man kann ein solches Werk nicht an jedem beliebigen Platz errichten, die Lage des Geländes und seine Umgebung müssen sorgfältig geprüft werden, spezielle Winduntersuchungen sind notwendig, die Arbeitskräftesituation muß beachtet werden, desgleichen Wohnmöglichkeiten und vieles mehr.

Der Fall Transistoren unterstreicht also die Notwendigkeit der Reorganisation der Industrie auf der Grundlage der Thesen des ZK zum 32. Plenum: Trennung der Grundsatzfragen von der operativen Anleitung. Denn von einem Ministerium, das sich hauptamtlich mit Grundsatzfragen beschäftigt, kann man verlangen, daß es Fragen der Standortverteilung der Industrie, wie sie auf dem Gebiete der Transistorfertigung zu lösen waren, schnell und richtig entscheidet. Es kommt jetzt darauf an, die Lehren aus dem Fall Transistoren zu ziehen und die Hinweise des ZK bei der Umgestaltung der Leitung unserer Industrie richtig und zweckmäßig anzuwenden.

-ep



KARL OTTO und HORST MÜLLER

Transistor-Niederfrequenzverstärker Teil 1

Der Transistor benötigt einen Steuerstrom, er kann also nicht leistungslos ausgesteuert werden. Außerdem besitzt er eine merkbare Rückwirkung vom Ausgang zum Eingang. Es ist darum zweckmäßig, den Transistor als Vierpol zu betrachten. Für hinreichend kleine Strom- und Spannungsaussteuerungen ist er als aktiver linearer Vierpol aufzufassen. Die hierfür geltenden Beziehungen können in verschiedenen Gleichungssystemen dargestellt werden. Als Kennwerte des Transistors werden dann die Vierpolparameter angegeben.

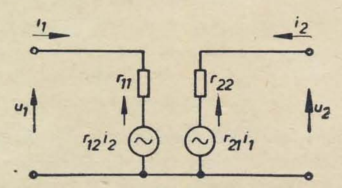


Bild 1: Spannungsquellenersatzschaltbild eines Vierpols

Für ein Spannungsquellenersatzschaltbild (Bild 1) sind die Vierpolübertragungsgleichungen

$$u_1 = r_{11} i_1 + r_{12} i_2$$
$$u_2 = r_{21} i_1 + r_{22} i_2.$$

Hierin ist

$$r_{11} = \frac{u_1}{i_1} \text{ bei } i_2 = 0$$

(Eingangswiderstand bei offenem Ausgang),

$$r_{12} = \frac{u_1}{i_2} \text{ bei } i_1 = 0$$

(Rückwirkungswiderstand bei offenem Eingang),

$$r_{21} = \frac{u_2}{i_1} \text{ bei } i_2 = 0$$

(Übertragungswiderstand bei offenem Ausgang),

$$r_{22} = \frac{u_2}{i_2} \text{ bei } i_1 = 0$$

(Ausgangswiderstand bei offenem Eingang).

Diese Größen haben den Charakter von Widerständen und werden als r-Parameter bezeichnet. Für ein Stromquellenersatzschaltbild (Bild 2) mit den Übertragungsgleichungen

$$i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2$$
$$i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2$$

ergeben sich die Vierpolparameter als Leitwerte. Es ist

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} \text{ bei } u_2 = 0$$

(Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang),

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} \text{ bei } u_1 = 0$$

(Rückwirkungsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang),

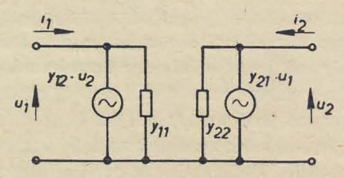


Bild 2: Stromquellenersatzschaltbild eines Vierpols

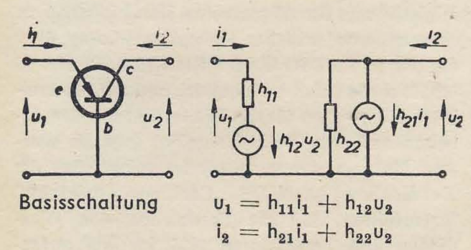
$$y_{21} = \frac{i_2}{u_1} \text{ bei } u_2 = 0$$

(Übertragungsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang),

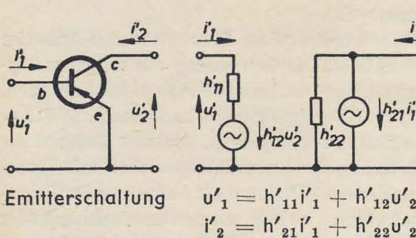
$$y_{22} = \frac{i_2}{u_2} \text{ bei } u_1 = 0$$

(Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang).

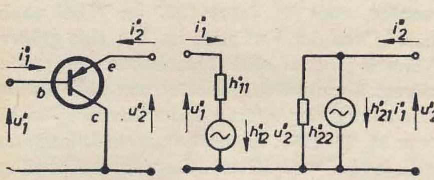
Die r-Parameter werden hauptsächlich für Spitzentransistoren verwendet. Bei den Flächentransistoren mit ihren, gegenüber den Spitzentransistoren höheren Ausgangswiderständen liegt es nahe, die y-Parameter zu verwenden. Es wurde jedoch eine weitere Vierpoldarstellung eingeführt, deren gemischte Parameter oder Hybrid-Parameter sich relativ leicht messen lassen. Diese mit h bezeichneten Parameter besitzen außerdem anwendungstechnisch größere Bedeutung, da sie dem praktischen Anpassungsfall von RC-gekoppelten Emitterstufen entsprechen. Die Vierpolübertragungsgleichungen des gemischten Strom-Spannungsquellen-Ersatzschaltbildes (Bild 3) lauten



Basisschaltung $u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$
$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$



Emitterschaltung $u'_1 = h'_{11} i'_1 + h'_{12} u'_2$
$i'_2 = h'_{21} i'_1 + h'_{22} u'_2$



Kollektorschaltung $u''_1 = h''_{11} i''_1 + h''_{12} u''_2$
$i''_2 = h''_{21} i''_1 + h''_{22} u''_2$

Bild 3: Die drei Transistor-Grundschaltungen und deren Ersatzschaltbilder (π-Schaltung, vorzugsweise für Flächentransistoren)

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2.$$

Darin ist

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$$

der Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$),

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$$

die Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang ($i_1 = 0$),

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$$

die Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang ($u_2 = 0$),

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$$

der Ausgangsleitwert bei offenem Eingang ($i_1 = 0$).

Manchmal wird auch noch eine andere Kennwertdarstellung mit abgewandelten h-Parametern verwendet. Diese von der Firma Telefunken bevorzugte Art gibt an:

$$kR_e = h_{11}$$

(Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang),

$$lR_i = \frac{1}{h_{22}}$$

(Innenwiderstand bei offenem Eingang),

$$kR_i = \frac{h_{11}}{\Delta h}$$

(Innenwiderstand bei kurzgeschlossenem Eingang, wobei $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$),

$-\alpha = h_{21}$ (Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang).

Die Parameter der verschiedenen Darstellungsweisen lassen sich ineinander umrechnen[1]).

Im folgenden werden nur h-Parameter verwendet. Für kleinere und mittlere Aussteuerungen lassen sich die Verstärkereigenschaften einer Transistorstufe unter Verwendung der h-Parameter mit nachfolgenden Beziehungen errechnen (siehe Bild 4). Es wird der Eingangswiderstand

$$r_E = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L h_{22}}$$

(wobei $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$),

der Ausgangswiderstand

$$r_A = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + R_G h_{22}},$$

die Stromverstärkung in Vorwärtsrichtung

$$V_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L},$$

die Spannungsverstärkung in Vorwärtsrichtung

$$V_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + R_L \Delta h}$$

und die Leistungsverstärkung

$$g = \frac{N_A}{N_E} = V_u \cdot V_i = \frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + R_L h_{22})(h_{11} + R_L \Delta h)}.$$

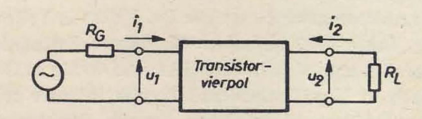


Bild 4: Vierpolersatzschaltbild des Transistors

Bei optimaler Anpassung mit

$$R_{G\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11} \Delta h}{h_{22}}} \quad \text{und} \quad R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \Delta h}}$$

wird die optimale Leistungsverstärkung

$$g_{opt} = \left(\frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h} + \sqrt{h_{11} h_{22}}}\right)^2.$$

---

[1]) Siehe Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV, S. 92.

Beim Dimensionieren von Transistor-Verstärkerstufen muß grundsätzlich beachtet werden:

1. die günstigste Anpassung der einzelnen Stufen,
2. die Wahl des Arbeitspunktes unter Berücksichtigung von Aussteuerung, Klirrfaktor, Verstärkung und Batteriespannung und
3. das Einstellen des Arbeitspunktes auf optimale Stabilisierung gegen
   a) Exemplarstreuung und
   b) Temperaturänderung.

Dieselben Gründe, die zur Betrachtung des Transistors als Vierpol führen, machen es notwendig, der Anpassung der Verstärkerstufen besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Da Transistoreingangs- und -ausgangswiderstand nicht gleich sind, kann bei gleichartigen Stufen mit RC-Kopplung nicht ohne weiteres der optimale Anpassungsfall erreicht werden. Hierfür ist die Verwendung von Übertragern oder eine entsprechende Beeinflussung der Eingangs- bzw. Ausgangswiderstände durch Gegenkopplung erforderlich. Ist keines von beiden möglich, muß aus den Transistor-Grundschaltungen diejenige ausgewählt werden, für welche die Fehlanpassung am günstigsten wird.

Für Transistoren gibt es theoretisch sechs Schaltungsmöglichkeiten, von denen jedoch nur drei, die Basis-[1]), die Emitter- und die Kollektorschaltung (Bild 3), eine Leistungsverstärkung > 1 aufweisen, also im Normalfall praktischen Wert haben. Sie haben prinzipiell verschiedene Eigenschaften in bezug auf Verstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie Phasenverhältnisse. Jede der drei Schaltungsarten hat, um die Formeln für r_E, r_A, V_i, V_u, g usw. generell verwenden zu können, ihre entsprechenden Parameter, die leicht ineinander umgerechnet werden können. Für die Basisschaltung wird h, für die Emitterschaltung h' und für die Kollektorschaltung h'' benutzt[2]).

Für die Basisschaltung hat der pnp-Flächentransistor OC 811 des WBN Teltow bei einem Arbeitspunkt von $-I_e = 1$ mA und $-U_{cb} = 5$ V folgende in den Datenblättern angegebenen mittleren Kennwerte:

$h_{11} = 55\ \Omega$; $h_{21} = -0{,}966$;

$h_{12} = 11{,}2 \cdot 10^{-4}$; $h_{22} = 1{,}3 \cdot 10^{-6}$ S.

Die hieraus resultierenden Werte von r_E, V_i, V_u und g für R_L von 0 bis $10^8\ \Omega$ sowie von r_A für R_G von 0 bis $10^6\ \Omega$ zeigen die Kurven im Bild 5. Der Eingangswiderstand r_E verläuft von h_{11} ausgehend mit steigendem R_L anfangs ohne wesentliche Zunahme, steigt dann jedoch stark an. Ebenso wächst r_A mit größer werdendem R_G bis zu seinem Maximalwert h_{22} an. Die Stromverstärkung fällt von h_{21} ausgehend nach höherem R_L hin ab, während die Spannungsverstärkung steigt. Die Kurven lassen erkennen, daß ausreichend genau $r_E = h_{11}$, $V_i = h_{21}$ und $r_A = h_{22}$ wird, wenn der Lastwiderstand R_L durch den Eingangswiderstand h_{11} der folgenden Stufe und der Generatorwiderstand R_G durch den Ausgangswiderstand h_{22} der Vorstufe gebildet wird. Dies ist ein wesentlicher Grund für die Verwendung der h-Parameter als Kennwerte.

Wird $R_L = h_{11}$ in die Formeln für V_i und V_u eingesetzt, so ergibt sich $-V_u = h_{21} = V_i$. Damit wird dann die Leistungsverstärkung für RC-Kopplung $g = h_{21}^2$. Da aber h_{21} in Basisschaltung < 1 ist, kann in dieser Schaltungsart mit RC-Kopplung keine Leistungsverstärkung erreicht werden.

Die Vereinfachung $-V_u = V_i$ gilt jedoch nur bei RC-Kopplungen mehrerer Transistoren mit annähernd gleichen h_{11}. Bei sehr unterschiedlichem h_{11} muß die Beziehung $g = h_{21}^2$ durch Multiplikation mit dem Faktor $R_L\ h_{11}$ korrigiert werden ($R_I = h_{11}$ der nachfolgenden Stufe).

Bei Anpassung durch Übertrager ergibt sich mit $R_{Gopt} = 220\ \Omega$ und $R_{Lopt} = 194$ kΩ eine optimale Leistungsverstärkung $g_{opt} = 28$ dB.

Die Basisschaltung ist für Verstärker nicht besonders geeignet, da Übertrager nicht in jeder Hinsicht günstig sind. Sie wird nur in speziellen Fällen verwendet wo z. B. eine hohe Grenzfrequenz gefordert wird. Eingangs- und Ausgangsstrom sowie Eingangs- und Ausgangsspannung sind bei der Basisschaltung phasengleich.

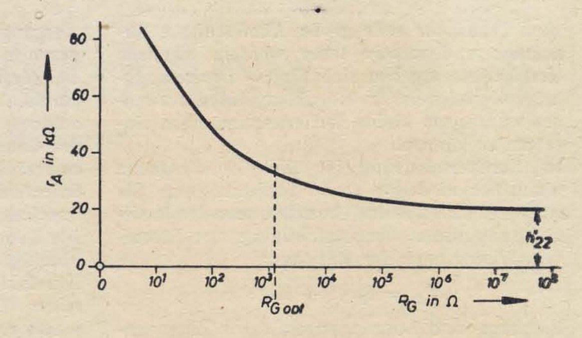
Die Basisschaltung hatte hauptsächlich beim Spitzentransistor Bedeutung, da dieser bei beliebigem R_L nur in dieser Schaltung betrieben werden konnte.

Beim Flächentransistor wird meist die Emitterschaltung verwendet, da sie auch bei RC-Kopplung noch eine brauchbare Leistungsverstärkung ergibt. Die h'-Parameter für den OC 811 sind

$h'_{11} = 1{,}6$ kΩ; $h'_{21} = 28$

$h'_{12} = 9{,}8 \cdot 10^{-4}$; $h'_{22} = 38 \cdot 10^{-6}$ S;

(mittlere Werte für $-I_e = 1$ mA und $-U_{ce} = 5$ V).



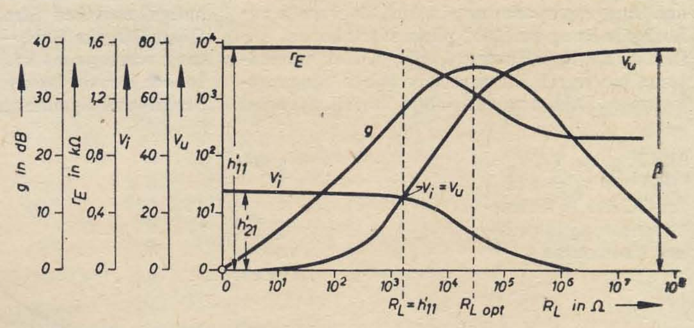
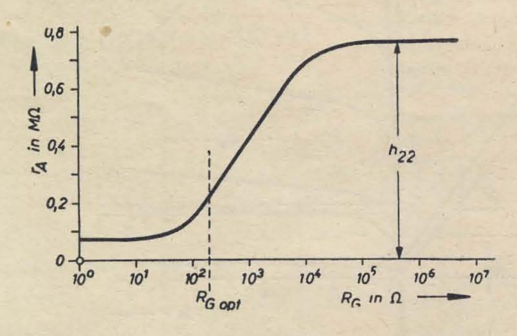


Bild 6: g, r_E, V_i, $V_u = f(R_L)$ und $r_A = f(R_G)$ des OC 811 in Emitterschaltung für mittlere Kennwerte

Die Verhältnisse für r_E, r_A, V_i, V_u und g für Emitterschaltung sind im Bild 6 dargestellt. Hier fallen r_A mit steigendem R_G und r_E mit steigendem R_L ab. Die Variation von r_E ist klein, so daß sie vernachlässigt werden kann. Die Strom- und die Spannungsverstärkung haben die gleiche Tendenz wie bei der Basisschaltung. Es ist deutlich zu erkennen, daß $V_i = -V_u$ wird, wenn $R_L = h'_{11}$ ist. Mit $h'_{21} = 28$ ergibt sich für die RC-Kopplung in Emitterschaltung eine Leistungsverstärkung von 29 dB, etwa die gleiche Verstärkung wie bei optimaler Anpassung in Basisschaltung. Die optimale Leistungsverstärkung $g_{opt} = 36$ dB wird mit den Widerständen $R_{Gopt} = 1{,}21$ kΩ und $R_{Lopt} = 35{,}7$ kΩ erreicht. Bei Gegenüberstellung der beiden Verstärkungszahlen kann schon nicht mehr einwandfrei entschieden werden, welche Kopplungsart günstiger ist. In der Mehrzahl wird bis jetzt die RC-Kopplung angewendet, da Übertrager, werden sie für breite Frequenzbänder und hohe Übertragungsgüten ausgelegt, im Verhältnis



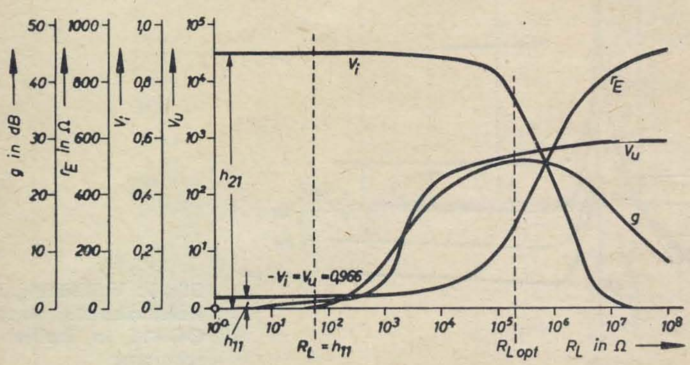


Bild 5: g, r_E, V_i, $V_u = f(R_L)$ und $r_A = f(R_G)$ des OC 811 in Basisschaltung für mittlere Kennwerte

[1]) Entsprechend den internationalen Gepflogenheiten, wollen wir ab jetzt das Wort „Basis" statt „Block" verwenden, obwohl das betreffende Normblatt noch nicht verabschiedet ist.

[2]) Siehe Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV, S. 89.

zum Transistor sehr große Abmessungen annehmen und relativ teuer werden. Ähnliche Verhältnisse ergeben sich für die Drosselkopplung, die teilweise in Hörhilfengeräten verwendet wurde, um kleine Batteriespannungen einsetzen zu können.
In Emitterschaltung ist die Grenzfrequenz wesentlich niedriger als in Basisschaltung Sie errechnet sich aus der Grenzfrequenz der Basisschaltung unter Berücksichtigung der Stromverstärkung nach der Beziehung

$$f'_{gr} = f_{gr} (1 + h_{21}).$$

Eingangs- und Ausgangsstrom sowie Eingangs- und Ausgangsspannung sind im Gegensatz zur Basisschaltung um 180° phasenverschoben.
Die dritte Schaltungsart, die Kollektorschaltung, hat durch ihren relativ hohen Eingangswiderstand einen wesentlichen Vorteil. Sie wird deshalb sehr häufig zur Anpassung hochohmiger Generatorwiderstände verwendet. Die mittleren Kennwerte des OC 811 für die Kollektorschaltung sind

$h''_{11} = 1{,}6$ kΩ; $h''_{21} = -29$;
$h''_{12} = 1$; $h''_{22} = 39 \cdot 10^{-6}$ S;
(für $-I_e = 1$ mA und $-U_{ce} = 5$ V).

Mit diesen h''-Parametern ergeben sich analog den Bildern 5 und 6 die im Bild 7 zusammengestellten Kurven. Das tendenzmäßige Verhalten der Kurven ist gleich dem der Basisschaltung. Allerdings ist hier bis zu einem R_L von 10^6 Ω der Eingangswiderstand r_E größer als der Lastwiderstand. Bei einem Abschlußwiderstand von 1,5 kΩ ergibt sich bei einer Kollektorstufe ein Eingangswiderstand von 40 bis 50 kΩ. Die maximal erzielbaren Eingangswiderstände liegen bei 1 MΩ. Allerdings ist für so extreme Werte ein sehr hohes R_L von einigen hundert kΩ erforderlich. Aus diesem Grunde müssen, wenn Emitterstufen so hoch angepasst werden sollen, zwei hintereinandergeschaltete Kollektorstufen verwendet werden. Die Leistungsverstärkung liegt dann zwischen 5 und 10 dB. Die Spannungsverstärkung ist immer < 1. Sie fällt erst unterhalb von R_{Lopt} stärker ab. Im allgemeinen ist bei Transistoren jedoch die Leistungsverstärkung von Bedeutung, so daß dieser Umstand hier nicht so sehr ins Gewicht fällt.
Im Anpassungsfall, d. h. mit $R_{Gop} = 35$ kΩ und $R_{Lopt} = 1{,}2$ kΩ ist die Leistungsverstärkung $g_{opt} = 14{,}5$ dB.
Die Grenzfrequenz einer Kollektorstufe ist etwa der der Ermitterstufe gleich. Die Eingangs- und Ausgangs-Ströme sowie -Spannungen sind dagegen in Phase.
Bei der Wahl der Anpassung darf nicht nur die maximal erreichbare Leistungsverstärkung Beachtung finden, sondern es ist auch der Einfluß des Generatorwiderstandes auf den Klirrfaktor zu berücksichtigen. Bild 8 zeigt das I_c-U_{ce}-Kennlinienfeld eines pnp-Flächentransistors in Emitterschaltung mit $-I_b$ bzw. $-U_{be}$ als Parameter. Die Kennlinien lassen erkennen, daß der Transistor bei reiner Stromsteuerung den geringsten Klirrfaktor aufweist. Das Maximum liegt bei reiner Spannungsaussteuerung. Diese Eigenschaft ergibt sich aus dem nichtlinearen Verhalten zwischen Strom und Spannung an der Diodenstrecke Basis—Emitter, die in Flußrichtung vorgespannt ist.
In der Praxis lassen sich die beiden Extreme Strom- und Spannungsaussteuerung nicht realisieren. Es liegt jeweils nur eine vorwiegend strom- oder spannungsmäßige Aussteuerung vor. Für eine annähernde Stromaussteuerung muß $R_G \gg r_E$ sein. In diesem Falle nimmt der Transistor aber nur einen sehr kleinen Teil der vom Generator angebotenen Leistung auf. Es muß also ein Kompromiß zwischen Klirrfaktor und Leistungsverstärkung geschlossen werden.
Außer den Kennwerten des Transistors wird vielfach noch eine Zusammenfassung von vier Kennlinienfeldern angegeben[1]. Es handelt sich hier wegen der Exemplarstreuung meist um mittlere Kennlinien.

Die Darstellung umfaßt nach Bild 9

$I_c = f(U_{ce})$ mit $-I_b$ als Parameter,
$I_c = f(I_b)$ mit $-U_{ce}$ als Parameter,
$I_b = f(U_{be})$ mit $-U_{ce}$ als Parameter,
$U_{be} = f(U_{ce})$ mit $-I_b$ als Parameter.

[1]) Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1957), S. 308.

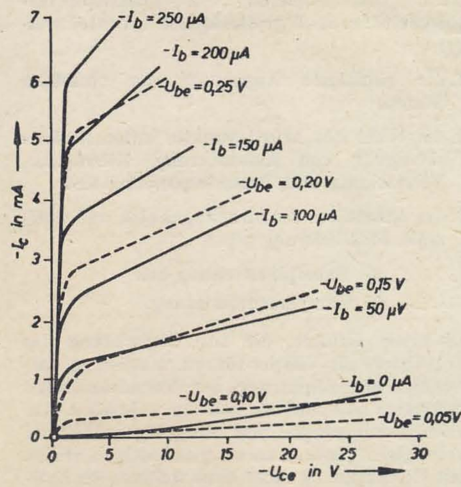


Bild 8: I_c-U_{ce}-Kennlinienfeld eines pnp-Flächentransistors in Emitterschaltung mit $-I_b$ bzw. $-U_{be}$ als Parameter

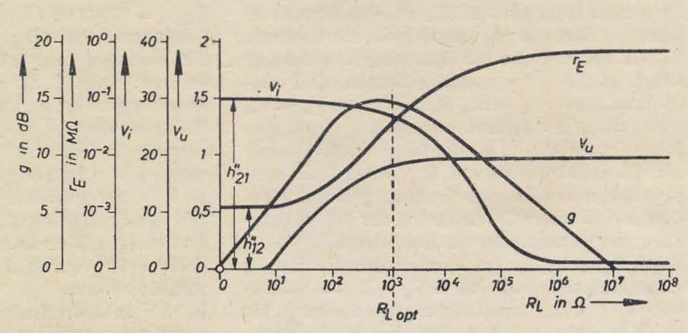


Bild 7: g, r_E, V_i, V_u = f (R_L) und r_A = f (R_G) des OC 811 in Kollektorschaltung für mittlere Kennwerte

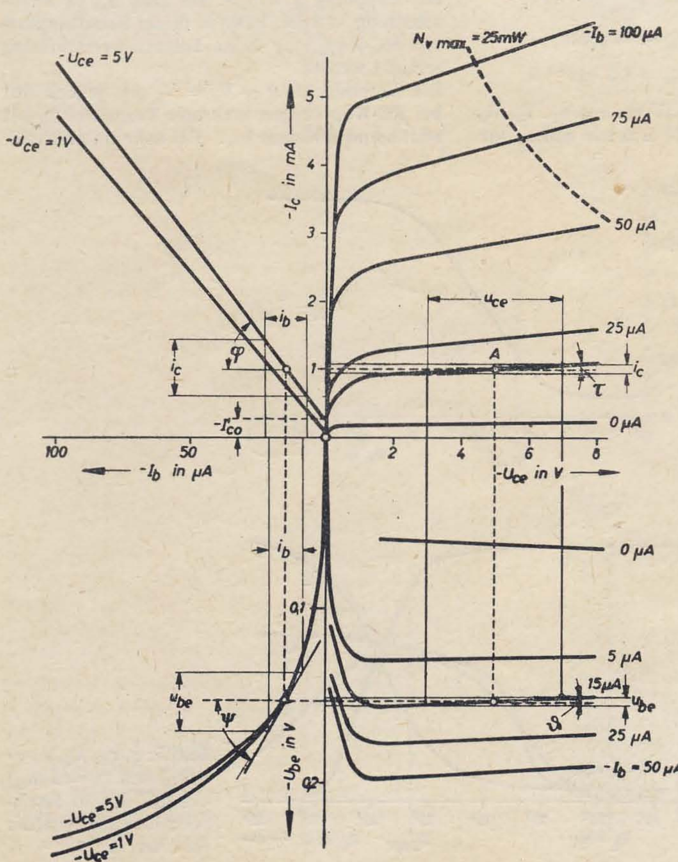


Bild 9: Vollständiges Kennlinienfeld eines OC 811 in Emitterschaltung

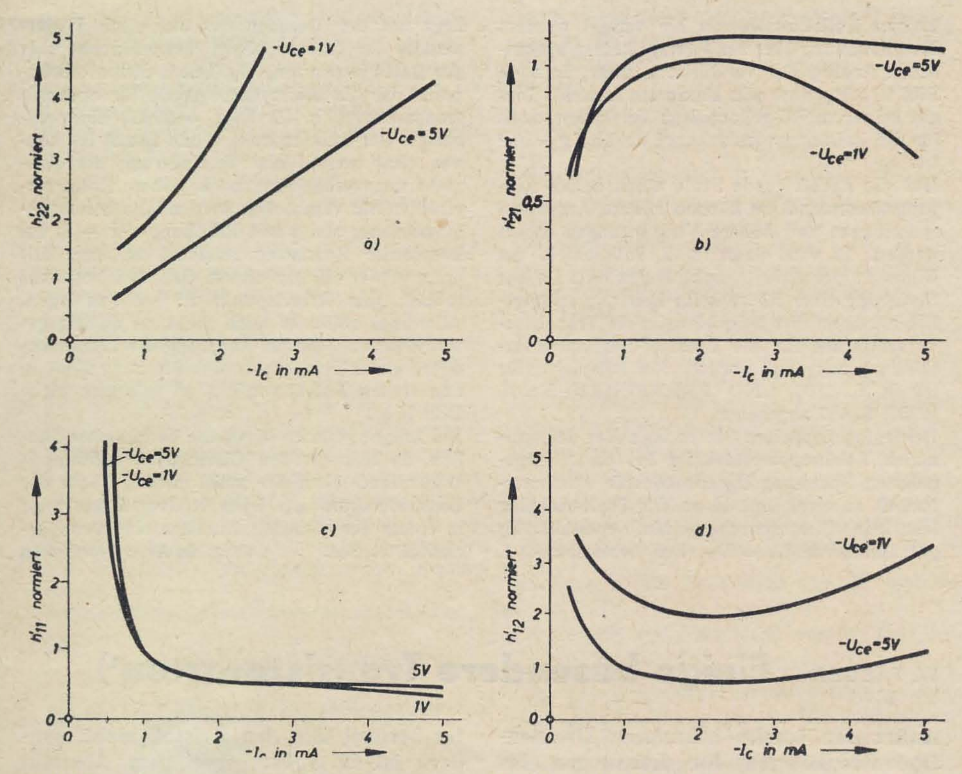


Bild 10: Abhängigkeit der h'-Parameter vom Arbeitspunkt. Die h'-Parameter sind auf den Arbeitspunkt $-I_c = 1$ mA, $-U_{ce} = 5$ V normiert.
a) $h'_{22} = f(I_c)$ b) $h'_{21} = f(I_c)$ c) $h'_{11} = f(I_c)$ d) $h'_{12} = f(I_c)$

Die Steigungen der Kennlinien stellen die Vierpolparameter dar. Da die Kennlinien keine Geraden sind, also nicht an jedem Punkt dieselbe Steigung besitzen, ist leicht einzusehen, daß die Vierpolparameter arbeitspunktabhängig sind. Im Bild 9 ist die grafische Ermittlung der h'-Parameter eingezeichnet.
Es ergibt sich aus dem I_c-U_{ce}-Kennlinienfeld der Ausgangsleerlaufwiderstand h'_{22} zu

$$\operatorname{tg} \tau = h'_{22} = \frac{i_c}{u_{ce}} \quad \text{bei} \quad i_b = 0^{1}).$$

Für den Arbeitspunkt $I_e \approx -I_c = 1$ mA und $-U_{ce} = 5$ V ist $i_c = 0{,}12$ mA und $u_{ce} = 4$ V, und damit

$$h'_{22} = \frac{0{,}12 \cdot 10^{-3}}{4} = 30 \cdot 10^{-6}\ \text{S}.$$

Die Abhängigkeit des Ausgangsleerlaufwiderstands vom Arbeitspunkt zeigt Bild 10a.
Aus dem I_c-I_b-Kennlinienfeld resultiert die Kurzschlußstromverstärkung h'_{21} zu

$$\operatorname{tg} \varphi = h'_{21} = \frac{i_c}{i_b} \quad \text{bei} \quad u_{ce} = 0.$$

Für den vorgegebenen Arbeitspunkt ist $i_c = 0{,}8$ mA und $i_b = 15\ \mu$A. Damit ist

$$h'_{21} = \frac{0{,}8}{0{,}015} = 53.$$

Die Abhängigkeit der Kurzschlußstromverstärkung vom Kollektorstrom für die Spannungen $-U_{ce}$ von 1 und 5 V zeigt Bild 10b.
Der Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang wird aus dem I_b-U_{be}-Kennlinienfeld ermittelt. Es ist

$$\operatorname{tg} \psi = h'_{11} = \frac{u_{be}}{i_b} \quad \text{bei} \quad u_{ce} = 0.$$

Für den vorgegebenen Arbeitspunkt ist $u_{be} = 33{,}3$ mV und $i_b = 13\ \mu$A. Es ergibt sich also für h'_{11}

$$h'_{11} = \frac{33{,}3}{0{,}013} = 2{,}56 \cdot 10^{3}\ \Omega.$$

Die Abhängigkeit des Eingangskurzschlußwiderstandes vom Arbeitspunkt zeigt Bild 10c.

Aus dem U_{ce}-U_{be}-Kennlinienfeld ergibt sich die Spannungsrückwirkung h'_{12}. Es gilt

$$\operatorname{tg} \vartheta = h'_{12} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \quad \text{bei} \quad i_b = 0.$$

Für den vorgegebenen Arbeitspunkt ergibt sich aus dem Kennlinienfeld $u_{be} = 5{,}3$ mV und $u_{ce} = 4$ V. Damit ist

$$h'_{12} = \frac{5{,}3 \cdot 10^{-3}}{4} = 1{,}3 \cdot 10^{-3}.$$

Die Abhängigkeit von h'_{12} vom Arbeitspunkt zeigt Bild 10d.
Die Spannungsabhängigkeit der Parameter ist etwa exponentiell, so daß sie für $-U_{ce} > 2{,}5$ V praktisch konstant sind und sich erst darunter relativ stark ändern. Die Kennwerte h'_{11} und h'_{21} fallen ab, während h'_{12} und h'_{22} ansteigen. Die Stromabhängigkeit der Kennwerte ist größer als die Spannungsabhängigkeit.
Aus Vorstehendem ist ersichtlich, daß nicht bedingungslos mit den im Datenblatt angegebenen Werten, die nur für einen bestimmten Arbeitspunkt gelten, gerechnet werden kann. Für eine orientierende Vorausberechnung der Verstärkereigenschaften genügt es, die dargestellten Kurven der Kennwerte zu berücksichtigen. Es handelt sich bei diesen Angaben jedoch nur um gemittelte Kurven einer kleineren Anzahl von Transistoren des Typs OC 811.
Für die Wahl des Arbeitspunktes bestimmend sind die maximale Aussteuerung, die notwendige Verstärkung und die zur Verfügung stehende Batteriespannung. Außerdem wird der Arbeitspunkt, soweit das Anpassungsproblem dieses zuläßt, in den gradlinigen Teil der Eingangskennlinie gelegt, um einen möglichst aussteuerungsunabhängigen dynamischen Eingangswiderstand zu erhalten. Hierbei sind immer die Grenzwerte des Transistors zu beachten, da er bei Überlegung sehr schnell zerstört wird. In Anfangsstufen muß der Arbeitspunkt unter Berücksichtigung des Rauschens gewählt werden, das stark vom Arbeitspunkt abhängig ist und vor allem bei hohen Kollektorspannungen stark zunimmt.
Der Aussteuerungsbereich des Transistors wird nach großen Strömen und kleinen Spannungen hin durch die Kniespannung und nach der anderen Seite hin durch den Kollektorreststrom begrenzt. Die Kniespannung ist die Kollektorspannung, bei welcher die I_c-U_c-Kennlinien abknicken (siehe Bild 11). Sie ist, da dieser Knick nicht schroff erfolgt, und die I_b-Parameter nicht parallel zur Abszisse verlaufen, nicht genau zu definieren. Es sei denn, es würde ein willkürlich gewählter Abfall des Kollektorstromes hierfür festgelegt. Eine so definierte Kniespannung gilt aber nur für einen bestimmten I_b-Parameter. Im allgemeinen kann ein Transistor bis zu einer Kollektorspannung von $-U_{ec} \approx 0{,}35$ bis $0{,}40$ V ausgesteuert werden.
Der Kollektorreststrom ist der Kollektorstrom, welcher bei offenem Eingang fließt. In der Emitterschaltung stellt sich also der Kollektorreststrom I'_{co} ein, wenn der Basisstrom Null wird. Da der Parameter $I_b = 0$ nicht parallel zur Abszisse verläuft, ist I'_{co} abhängig von der Spannung U_{ce}. Diese Abhängigkeit ist allerdings sehr klein und kann deshalb vernachlässigt werden. Wird der Transistor mit positiven Basisströmen ausgesteuert, so nähert sich der Kollektorstrom bei genügend großer Aussteuerung einem minimalen Wert, nämlich dem Kollektorstrom I_{co} der Basisschaltung. Der Transistor ist bis zu einem gewissen Grade verzerrungsfrei positiv aussteuerbar. Die Aussteuerungsgrenze liegt also zwischen I_{co} und I'_{co}. Demnach sind möglichst kleine I_{co} und I'_{co}-Werte anzustreben,

¹) Hier und in den nachfolgenden Formeln sind in Anlehnung an die sich immer mehr auch international einbürgernde Schreibweise die Wechselstromgrößen mit kleinen lateinischen Buchstaben bezeichnet.

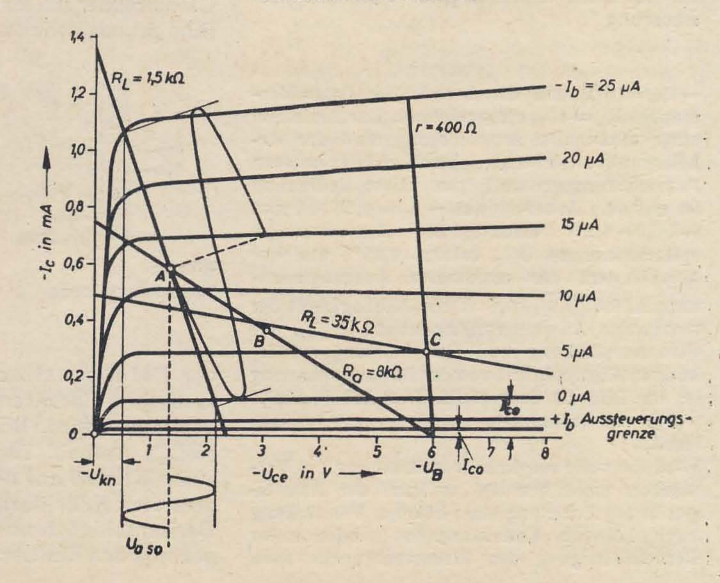


Bild 11: I_c-U_{ce}-Kennlinienfeld des OC 811 mit Widerstandsgeraden und Arbeitspunkten

um besonders bei Vorstufen den Arbeitspunkt so niedrig wählen zu können, daß kleine Batteriespannungen verwendet werden können.
Für den Typ OC 811 soll bei einer Spannung von $-U_{ce} = 5$ V $I_{co} < 20\ \mu A$ und $I'_{co} < 350\ \mu A$ sein.
Die Größe der möglichen Aussteuerung hängt unter Berücksichtigung der Aussteuerungsgrenzen im wesentlichen von der Batteriespannung und von dem Spannungsabfall am Gleichstromvorwiderstand des Kollektorkreises ab.
Ist z. B. in der ersten Stufe eines zweistufigen RC-gekoppelten Verstärkers in Emitterschaltung (Bild 12) der Lastwiderstand $R_L = 1{,}5\ k\Omega = h'_{11}$, so muß der die Kollektorgleichspannung zuführende ohmsche Widerstand R_a groß gegen h'_{11} sein. Dies ist insofern ungünstig, da an ihm dann eine relativ hohe Gleichspannung abfällt, so daß entweder eine große Batteriespannung benötigt oder nur eine kleine Aussteuerbarkeit erzielt wird. Im Bild 11 ist die Widerstandsgerade für $R_a = 8\ k\Omega$ bei einer Spannung

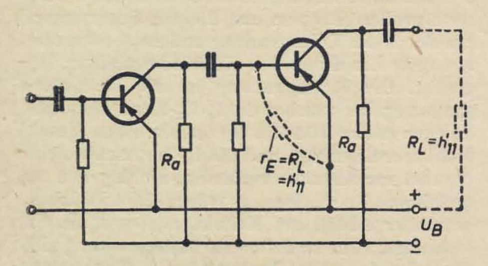


Bild 12: Prinzipschaltbild eines zweistufigen RC-Verstärkers mit pnp-Flächentransistoren in Emitterschaltung

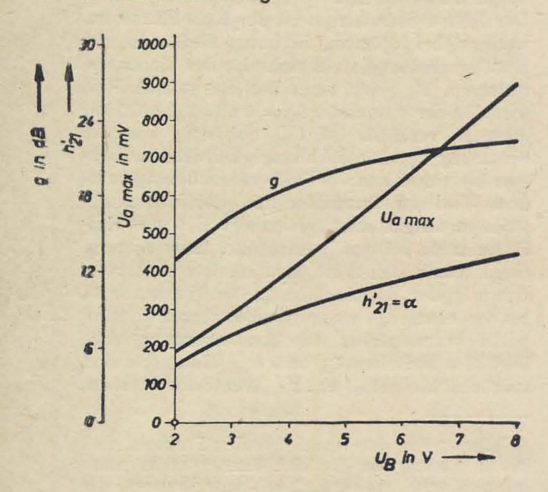


Bild 13: Abhängigkeit von g, h'_{21} und $U_{a\,max}$ von der Batteriespannung für maximale Aussteuerung

$-U_B = 6$ V und die Gerade des Lastwiderstandes $R_L = h'_{21}$ eingezeichnet. Zur Erzielung einer maximalen Aussteuerung muß der Arbeitspunkt zwischen der oberen und der unteren Aussteuerungsgrenze liegen. Diese Bedingung ist mit dem Arbeitspunkt $-I_c = 0{,}58$ mA und $-U_{ce} = 1{,}2$ V erfüllt. Die Aussteuerungsspitzenspannung U_{asp} beträgt 0,85 V und der Effektivwert der maximalen Ausgangsspannung ist $0{,}85/\sqrt{2} = 0{,}6$ V. Die Abhängigkeit der maximalen Aussteuerungsspannung $U_{a\,max}$, der Stromverstärkung und der Leistungsverstärkung in Abgängigkeit von der Batteriespannung ist im Bild 13 dargestellt. Der Arbeitspunkt wurde für maximale Aussteuerung nachgeregelt.
Wird die volle mögliche Aussteuerung des Verstärkers nicht benötigt, so kann der Arbeitspunkt zur Erzielung einer höheren Verstärkung nach höheren Kollektorströmen oder unter Berücksichtigung des Stromverbrauchs nach kleinen Kollektorströmen hin verlegt werden. Eine Erhöhung über 2 mA bringt keinen wesentlichen Anstieg der Verstärkung mehr, da nach Bild 10 b h'_{21} dort sein Maximum erreicht. Dies gilt bei einem RC-gekoppelten Verstärker, auch für die Leistungsverstärkung, da hier $g = h_{21}^2$ ist.
Hat die nachfolgende Stufe einen hohen Eingangswiderstand, so können höhere Ausgangsspannungen und höhere Verstärkungen erzielt werden. Es wird dann im Kennlinienfeld des Bildes 11 der Arbeitspunkt B gewählt. Da zur Steuerung einer Röhre keine Leistung erforderlich ist, kann hier beispielsweise ein Transistorvorverstärker für die Leerlauf-Spannungsverstärkung ausgelegt werden. Ein Beispiel dafür ist in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956) S. 487 angegeben.
Bei trafogekoppelten Stufen ist außer der optimalen Leistungsverstärkung bei einer vorgegebenen Spannung U_B die höchste Aussteuerbarkeit zu erreichen, da an der Trafowicklung fast kein Gleichspannungsabfall entsteht. Es gilt annähernd $U_c = U_B$. Der Arbeitspunkt C liegt auf der Geraden des ohmschen Widerstandes der Trafowicklung, fast senkrecht über der Batteriespannung U_B. Durch diesen Arbeitspunkt ist die Widerstandsgerade für optimale Anpassung, d. h. für $R_{Lopt} = 35\ k\Omega$ hindurchgelegt. Der Arbeitspunkt C und damit R_L können ohne wesentliche Verringerung der Aussteuerungsverhältnisse nach hohen Kollektorströmen hin verschoben werden. Die Leistungsverstärkung steigt mit Erhöhung von $-I_c$ bei konstanter Spannung zunächst an und fällt dann wieder ab. Aus diesem Grunde ist es nicht ratsam, den Arbeitspunkt zu hoch zu legen. Allerdings sollte er auch nicht zu niedrig gewählt werden, um bei Änderung der Transistordaten durch Temperatur oder Streuung nicht in den steilen Abfall von h'_{21} zu gelangen (siehe Bild 10 b).
Bei Ausgangsstufen liegen die Verhältnisse ähnlich, da hier der den Gleichstrom zuführende Widerstand ebenfalls meist niedriger als der Lastwiderstand ist. Über Endverstärker wird in einem der nächsten Aufsätze eingehend berichtet werden. *Wird in Nr. 23 fortgesetzt*

W. TAEGER

Einige besondere Transistorarten[1])

Außer den bereits bekannten Dreielektrodentransistoren für Leistungen bis 15 W und für Frequenzen bis etwa 20 MHz stellt man neuerdings auch Vierelektrodentransistoren her, deren Eigenschaften denen der Hochvakuumtetroden entsprechen. Diese Transistortetroden, die in der Ausführung als Spitzentransistor noch eine dritte Spitze oder als Flächentransistor einen zweiten Basisanschluß haben, gestatten die Einführung einer zweiten Steuerfunktion. Damit eignen sich Transistortetroden hervorragend zur Verwendung als Mischstufen. Den prinzipiellen Aufbau einer als Flächentransistor hergestellten Tetrode zeigt Bild 1. Außer den Anschlüssen für Kollektor und Emitter sind zwei Basisanschlüsse vorgesehen. Der Zusammensetzung nach handelt es sich bei diesem Transistor um einen nppn-Typ. Neben der angedeuteten Verwendungsmöglichkeit der Kristalltetrode als Mischstufe ist das neue Bauelement überall dort einzusetzen, wo es auf große Rückwirkungsfreiheit der Transistorstromkreise untereinander ankommt. Mit der Flächentransistor-Tetrode werden Grenzfrequenzen bis zu 200 MHz erreicht. Eine grundsätzlich neue Transistorart ist

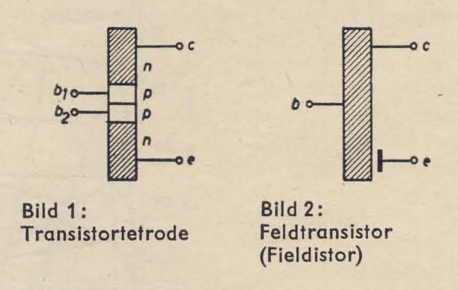


Bild 1: Transistortetrode

Bild 2: Feldtransistor (Fieldistor)

der Feldtransistor, der in der amerikanischen Fachliteratur als „Fieldistor" bezeichnet wird. Bild 2 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Die Anordnung enthält einen Kristall aus n-Germanium mit aufgesetzter Kollektorspitze c, den üblichen Basisanschluß b und einen kapazitiv angekoppelten Emitteranschluß e. Der Emitter berührt also den Kristall nicht, sondern ist in äußerst geringem Abstand davon isoliert angebracht und bildet mit der Basis einen kleinen Kondensator. Das beim Anlegen einer Spannung zwischen Basis und Emitter entstehende elektrische Feld (das diesem Transistor seinen Namen gibt) steuert den Kollektorstrom. Im Gegensatz zum herkömmlichen Transistor, für dessen Steuerung eine nicht unerhebliche Leistung notwendig ist, erfordert der Feldtransistor nur eine äußerst geringe Steuerleistung, mit anderen Worten ausgedrückt: sein Eingangswiderstand ist sehr groß. Ein Nachteil des Feldtransistors ist das hohe Eigenrauschen, da wegen des großen Eingangswiderstandes auch der äquivalente Rauschwiderstand verhältnismäßig groß ist. Die durchschnittlich erreichte Grenzfrequenz liegt bei etwa 20 MHz. Theoretisch lassen sich mit Feldtransistoren Grenzfrequenzen bis zu 1000 MHz erreichen.
Außer dem pnp-Flächentransistor wird in zunehmenden Stückzahlen der zu dieser Anordnung „komplementäre" npn-Flächentransistor hergestellt. In diesem Fall bestehen Emitter und Kollektor aus n-Germanium (oder n-Silizium) und die Basis aus p-Germanium (oder p-Silizium). Die Stromquellen müssen wegen der vertauschten Durchlaß- und Sperrichtung gegenüber dem pnp-Transistor umgepolt werden, d. h. am Kollektor muß wie an der Anode der Röhre eine positive, am Emitter (der Katode der Röhre entsprechend) dagegen eine negative Speisespannung liegen. Die obere pn-Verbindung entspricht einer Ge-Diode in Sperrichtung, die untere pn-Verbindung (Basis-Emitter) arbeitet in Durchlaßrichtung. Der Emitter sendet nun also nicht mehr Löcher (Defektelektronen) zu Basis, sondern Elektronen, welche wiederum von dem positiven Kollektor aufgenommen

[1]) Siehe auch den Beitrag in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10 (1957), S. 304 „Transistorarten".

werden. Der beschriebene Flächentransistor vom npn-Typ wird zur Zeit in Deutschland nur in geringen Stückzahlen angefertigt. Die bekanntesten Ausführungen sind die beiden gezogenen npn-Typen TF 70 und TF 71 von Siemens & Halske für etwa 100 bis 200 mW Kollektorverlustleistung.
Komplementäre Transistoren lassen sich u. a. in einem sehr einfachen Schaltungsaufbau in Reihe schalten, wie man dem Schaltbeispiel Bild 3 entnimmt. Die Basis des zweiten pnp-Transistors ist hier galvanisch mit dem Kollektor des npn-Transistors verbunden. Es ergibt sich in diesem Fall mit einfachen Schaltmitteln ein zweistufiger Transistorverstärker mit dem Lastwiderstand R_L. In der Schaltung selbst ist nur ein einziger Widerstand R vorhanden, der der Basis des ersten Transistors die erforderliche positive Vorspannung zuführt.

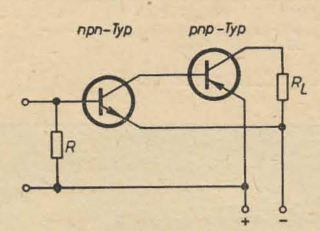


Bild 3: Komplementäre Transistoren in Reihenschaltung

Derartige kondensatorfreie Schaltungen eignen sich vorzüglich zum Aufbau von Gleichstromverstärkern, wie man sie beispielsweise zum Steuern von Relais oder sonstigen Einrichtungen und zum Verstärken langsamer Lichtschwankungen und dergleichen benötigt. Da die Betriebsspannung für einen Transistor im Gegensatz zu der der Röhre sehr niedrig ist, kommt man auch bei der gleichstrommäßigen Reihenschaltung vieler Transistorstufen mit verhältnismäßig geringen Gesamtspannungen aus[1]).
Zur Registrierung von Lochkarten werden in zunehmendem Maße Fototransistoren verwendet. Diese bestehen aus Germanium in einer pn-Verbindung. Da Fototransistoren noch sehr teuer sind, kann man für Versuche auch gewöhnliche Transistoren verwenden. Zum Schutz gegen störenden Lichteinfall ist der normale Verstärkertransistor in eine lichtundurchlässige Hülse eingebaut. Wäre nämlich der das Transistorelement umgebende Körper lichtdurchlässig, so würde der sich einstellende Kollektorstrom nicht nur von dem zur Basis fließenden Steuerstrom abhängen, sondern auch noch von der Lichtmenge, die auf den pn-Übergang zwischen Basis und Emitter fällt. Unter dem Einfluß des Lichtes werden (durch die Photonen) Ladungsträger frei. Es entsteht eine Raumladung und damit weiter eine Fotospannung zwischen Basis und Emitter, die die gleiche Wirkung hat, wie eine dieser Stelle zugeführte Spannung bzw. ein Steuerstrom. Will man einen gewöhnlichen Transistor als Fototransistor verwenden, so muß man von der Schutzhülse die lichtundurchlässige Lackschicht entfernen. Besonders gut eignet sich für diesen Zweck der pnp-Transistor OC 602

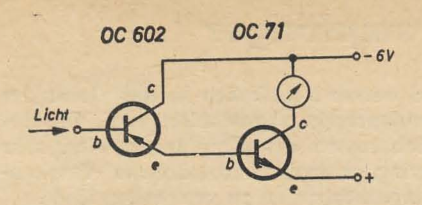


Bild 4: Behelfsmäßiger Fototransistor mit nachgeschalteter Gleichstromverstärkerstufe

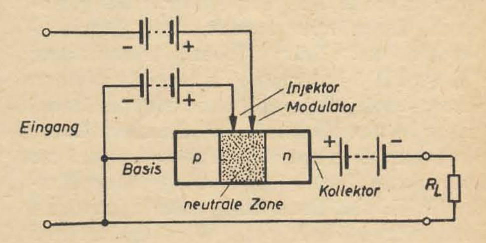
(mit Glaskörper, Telefunken), der für grundlegende Versuche durchaus genügt. Es ist zweckmäßig, hinter den „Pseudo"-Fototransistor nach der oben beschriebenen Methode einen einstufigen Gleichstromverstärker (Bild 4) zu schalten, um noch eine hinreichende Empfindlichkeit für Lichtänderungen zu erzielen. Mit einer Betriebsspannung von 6 V werden mit etwa 2000 Lux Lichtstärke Kollektorströme von etwa 10 mA erreicht, wenn die Lackschicht vom Glaskörper des Transistors entfernt wird und auf den pn-Übergang zwischen Emitter und Basis das Licht als scharf gebündelter Strahl (mittels einer geeigneten Optik) fällt. Der Lichtfleck soll etwa 0,5 bis 1 mm im Durchmesser betragen.

Nach Informationen der Firmen Intermetall und Telefunken

[1]) Weitere Anwendungsbeispiele für komplementäre Transistoren siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1956), S. 496.

Der Spacistor – ein neuartiger Halbleiterverstärker

Das von Dr. Hermann Statz, Dr. Robert Pucel und Conrad Lanza in der Firma Raytheon, USA, entwickelte vierpolige Halbleiterelement, der Spacistor, arbeitet auf vollkommen neuen Prinzipien und soll die besten Vorzüge von Elektronenröhre und Transistor in sich vereinigen. Durch Nutzbarmachung der hohen Feldstärke an einer negativ vorgespannten Verbindungsstelle werden die Ladungsträger beschleunigt, so daß ihre Laufzeit stark verkürzt wird. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, noch Frequenzen bis zu 10 000 MHz zu verstärken.
Die Temperaturgrenze des Spacistors liegt, wenn er aus Germanium oder Silizium besteht, wie bei Transistoren bei etwa 100 bis 200° C. Ein wichtiger Vorteil des neuen Verstärkerelementes liegt darin, daß es unabhängig von der Lebensdauer der Ladungsträger ist. Beim pnp-Flächentransistor z. B. müssen die Löcher vom Emitter durch das Basisgebiet zum Kollektor wandern. Da das Basisgebiet als n-Leiter einen Überschuß an Elektronen hat, können sich die Löcher leicht mit den Elektronen verbinden oder „rekombinieren", und eine Stromverstärkung wäre damit nicht möglich. Die Zeit zwischen dem Entstehen eines freien Elektrons und eines Loches und der Rekombination beider nennt man die Lebensdauer des Ladungsträgers. Diese muß also mindestens so groß sein, daß eine bestimmte Anzahl von Löchern noch den Kollektor erreichen. Die Lebensdauer der Ladungsträger ist aber von der Materialbeschaffenheit abhängig, weshalb man nicht alle Halbleiter vorteilhaft für Transistoren verwenden konnte. Da nun der Spacistor unabhängig von der Lebensdauer der Ladungsträger ist, ergibt sich die Möglichkeit, auch andere Halbleiter als Material zu verwenden. Bei Verwendung von Siliziumkarbid z. B. wird es möglich sein, eine Grenztemperatur von 500° C zu erreichen. Damit könnte man den Erfordernissen der Raketentechnik und Flugtechnik entsprechen.
Die Konstruktion ähnelt in der Schichtenfolge einer Diode (siehe Bild). An das eine Ende eines Halbleiterstückchens ist der Kollektoranschluß gelötet, während am anderen Ende die Basisverbindung herausgeführt ist. In einer neutralen Zone zwischen beiden Anschlüssen befindet sich ein Wolframdraht-Druckkontakt, der als Injektor, und ein p-Material enthaltender Golddraht-Kontakt, der als Modulator dient. Injektor und Modulator bilden den Eingang, während Basis und Kollektor den Ausgang darstellen.
3-Volt-Spannungsquellen machen den Injektor, den Modulator und den Kollektor positiv gegenüber der Basis. Das Eingangssignal wird in Serie mit der Modulatorbatterie angelegt. Das entsprechende verstärkte Ausgangssignal erhält man über der Last in Serie mit der Kollektorbatterie. Bei niedrigen Frequenzen liegt die sich ergebende Verstärkung bei 70 dB, die schon mit der gegenwärtigen Eingangsimpedanz von 30 MΩ erreicht wurde.
Obwohl noch im Entwicklungsstadium, verspricht der Spacistor, beim Einsatz in der Luftfahrt und in tragbaren Geräten



Prinzipieller Aufbau des Spacistors

große Anwendungsgebiete zu finden. Besonders da, wo sowohl Röhren als auch Transistoren ungeeignet oder unzureichend sind, kann das neue Verstärkerelement eingesetzt werden. Für Übertragungssysteme im Bereich von 1000 bis 10 000 MHz ist der Spacistor durchaus geeignet, da er einen ausgezeichneten Frequenzgang aufweist und dazu die Vorteile (kleiner Raumbedarf, wenig Leistungsverbrauch) eines Transistors hat. Theoretisch ist die Lebensdauer unbegrenzt. Sowohl Eingangs- wie Ausgangsimpedanz sind sehr hoch und Mehrstufenschaltungen sind so einfach zu handhaben wie bei Elektronenröhren.

Nach „electronics", August 1957 und „Toute la Radio", September 1957

Ein japanischer Transistorempfänger

Die japanische elektronische Industrie liefert heute Erzeugnisse, die dem modernsten Stand der Technik entsprechen. Ein Beispiel dafür ist der Transistor-Taschenempfänger Sony TR-5 der Firma Tokyo Tsushin Kogyo, Ltd. Die Anlehnung an die amerikanischen Entwicklungen ist unverkennbar. Seine Ausführung und Eigenschaften lassen ihn gegenüber diesen als konkurrenzfähig erscheinen. Die englischen Beschriftungen deuten darauf hin, daß der Empfänger nicht nur für den japanischen Markt gedacht ist.

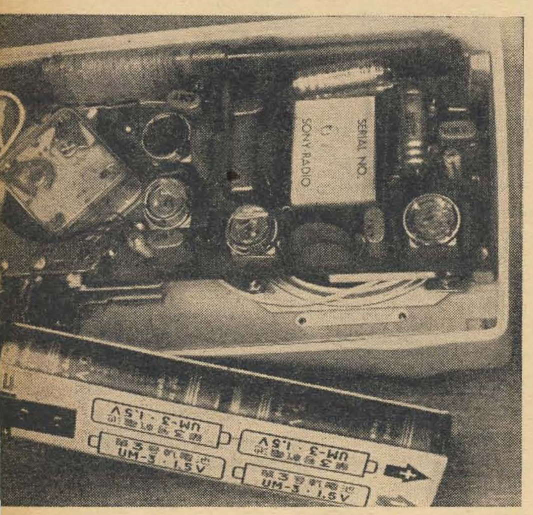


Bild 1: Blick in das Gehäuse des Sony TR-5

Der Einsatz von Transistoren in Empfängern bietet gegenüber Röhren dort besondere Vorteile, wo eine radikale Gewichtsverminderung wünschenswert ist, also bei portablen Geräten. Der große Vorteil eines geringen Batteriebedarfs bei Transistorgeräten läßt eine verhältnismäßig große Ausgangsleistung bei geringem Empfängergewicht und Betriebskosten zu. Beim Transistorempfänger Sony TR-5 hat man sich zu einer kleinen Ausgangsleistung mit nur einem Transistor in der Endstufe entschlossen. Dafür hat man dem mit dem Kunststoffgehäuse verschraubten 60-mm-Lautsprecher offensichtlich viel Beachtung geschenkt, denn er besitzt bei sehr guter Wiedergabe einen hohen Wirkungsgrad. Zum Sony TR-5 wird ein Kleinstkopfhörer mitgeliefert, bei dessen Einstecken in das Gerät der Lautsprecher abgeschaltet wird. Die Betriebskosten des Empfängers sind sehr gering, zumal handelsübliche Taschenlampenstabzellen zu verwenden sind.

Die Schaltung

Die HF-Stufen sowie die NF-Treiberstufe ist mit npn-Transistoren und die Endstufe mit einem pnp-Transistor bestückt. Der Ferritstab der Antenne hat einen rechteckigen Querschnitt $4 \times 20\ mm^2$ bei einer Länge von 120 mm. Diese Ausführung hilft Platz sparen. Man erkennt auf Bild 1 die Eingangskreisspule und die Ankopplungsspule auf dem Ferritstab im oberen Empfängerteil. Im Bild 2 ist die Schaltung des Sony TR-5 dargestellt. Der selbstschwingenden Mischstufe folgen zwei einzelkreisgekoppelte ZF-Stufen, die auf 455 kHz arbeiten und durch 2-pF-Kondensatoren neutralisiert sind. Der gesamte Empfangsbereich erstreckt sich von 535 bis 1605 kHz. Die Demodulation erfolgt mittels einer Germaniumdiode. Die automatische Schwundregelung wirkt auf die erste ZF-Stufe zurück und bietet insofern Besonderheiten, als neben der Verlagerung des Basispotentials des ersten ZF-Transistors, die den eigentlichen Regeleffekt bewirkt, auch eine geringe Verlagerung der Potentiale der NF-Transistoren auftritt, die eine höhere Aussteuerung zulassen.

Der Aufbau

Bild 1 vermittelt einen Eindruck von der Anordnung der Bauelemente. Der rechteckige Durchbruch in der Hartpapierplatte, die den gedruckten versilberten Leitungszug (Bild 4) trägt, läßt Platz für den Lautsprechermagneten.

Die Leitungsplatte hat die Abmessungen $100 \times 50 \times 1{,}8\ mm^3$.

Die Verbindung der Leitungen mit den Bauelementedrahtanschlüssen erfolgte durch punktweise Lötung (Tauchlötung unter Verwendung einer Schablone).

Sämtliche verwendeten Bauelemente stellen keine speziellen tauchlötfähigen Ausführungen dar und besitzen vorwiegend axiale Drahtanschlüsse. Der Drehkondensator wird über eine Zahnradübersetzung vom Knopf auf der Frontseite angetrieben

Technische Daten

Abmessungen:	$140 \times 87 \times 40\ mm^3$		
Gewicht:	450 g (mit Batterien)		
Stromaufnahme:	13 mA	(9 mA)	(7,5 mA)
Batteriespannung:	6 V	(4 V)	(3 V)
Maximale Ausgangsleistung:	etwa 20 mW		

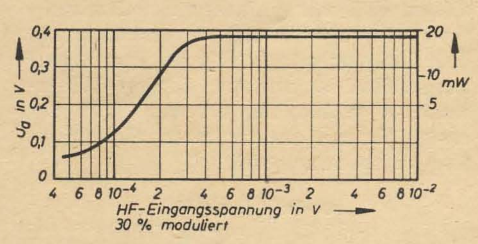


Bild 3: Regelkurve des TR-5

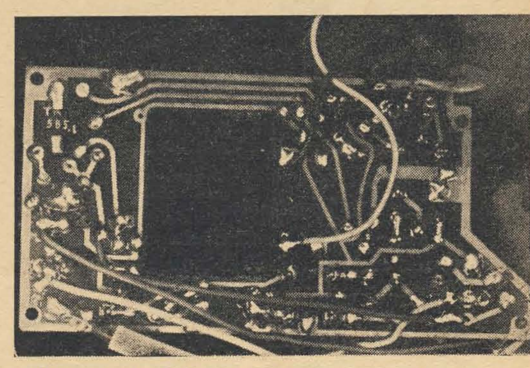


Bild 4: Ansicht des Chassis mit gedruckter Verdrahtung

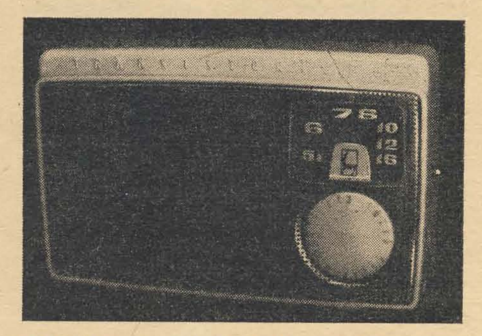
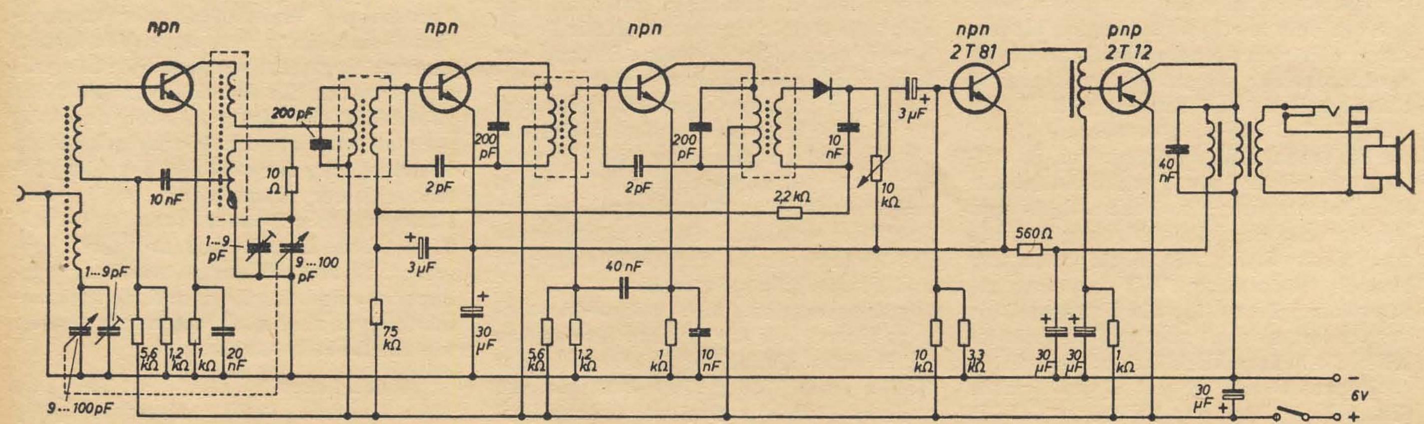


Bild 5: Der japanische Volltransistorempfänger Sony TR-5

Bild 2: Gesamtschaltbild des Sony TR-5



Der Skalenzeiger sitzt direkt auf der Drehkondensatorachse. Der Lautstärkeregler ist mit dem Batterieschalter gekuppelt.

Bauelemente

Der Doppeldrehkondensator 2×100 pF mit Kunststoffolienisolation und eingebauten Trimmern ist in einem allseitig geschlossenen Polystyrolgehäuse mit den Abmessungen 27×27×15 mm³ untergebracht. Die Größe der geschirmten Filterspulen ist 11×11×15 mm³. Ebenso sind alle Widerstände, Kondensatoren und Übertrager in Miniaturbauweise ausgeführt.

Ausstattung

Der Sony TR-5 wird mit einer Lederbereitschaftstasche geliefert. Eine kleine Ledertasche am Trageriemen dient zur Aufnahme des Miniaturkopfhörers. Eine 5 Meter lange Wurfantenne zum Einstecken in die Antennenbuchse vervollständigt das Zubehör. *Weinert*

Dipl.-Ing. GUNTRAM SEIDEL

Gedruckte Verdrahtungen nach der galvanischen Herstellungsmethode

In neuerer Zeit wird bei der industriellen Anwendung der Technik gedruckter Schaltungen[1]) immer häufiger von der Methode der galvanischen Erzeugung gedruckter Verdrahtungen, sog. plated wiring, Gebrauch gemacht. Dieses Verfahren ist besonders für die Anwendung automatischer Fertigungsmethoden geeignet; allerdings sind hierfür nicht unbeträchtliche Investitionen an Fertigungseinrichtungen erforderlich, die nur durch die Herstellung großer Serien amortisiert werden können. Andererseits bietet dieses Verfahren gegenüber anderen Methoden gedruckter Verdrahtungen auch verschiedene technologische Vorteile.

Das Prinzip der Erzeugung gedruckter Verdrahtungen nach der galvanischen Methode

Als Werkstoff für das Trägermaterial der späteren Schaltung wird Hartpapier verwendet, das auf der Seite der Leitungsführung aufgerauht wird, um ein gutes Haften des galvanischen Niederschlages zu erreichen. Vor dem Galvanisieren muß diese Oberfläche mit einem leitenden Material — Graphit, metallisches Silber in kolloidaler Form oder ein Silbersalz — sensitiviert werden. Nach dem Trocknen dieser Katodenschicht wird das gewünschte Leitungsmuster als Negativ mit einer Farbe aufgedruckt, die sich im Galvanisierungsbad nicht auflöst. Als Druckverfahren wird meist der sehr billige und bequem auszuführende Siebdruck herangezogen. Der freigebliebene Leitungszug kann nun in der gewünschten Stärke z. B. verkupfert werden. Nach dem Galvanisieren wird die Platte gründlich gewaschen und von allen Badresten gereinigt. Vor der weiteren Verwendung muß dann die Druckfarbe sowie das sensitivierte Material entfernt oder in eine nichtleitende Modifikation übergeführt werden, was sowohl mechanisch als auch chemisch erfolgen kann.

Als Vorteile dieses Verfahrens sind außer der bereits erwähnten Möglichkeit der Automatisierung und der damit verbundenen Rentabilität bei großen Stückzahlen die freie Wahl des Leiterwerkstoffes und der Stärke des Auftrages zu nennen. Als besonderer technologischer Vorteil ist erwähnenswert, daß die vor dem Galvanisieren hergestellten Löcher für Durchführungen oder zum Befestigen von Bauelementen im Zuge des Fertigungsprozesses mit metallisiert werden.

Den Vorteilen gegenüber stehen natürlich auch einige Nachteile, die zum Teil Einfluß auf das Erzeugnis nehmen. Hier sind zu nennen die kritische Haftfähigkeit der galvanisch niedergeschlagenen Leitungen und deren begrenzte Wärmebeständigkeit. Ferner ist die Möglichkeit einer im Laufe der Zeit einsetzenden Reaktion der nicht völlig entfernten Badrückstände zu berücksichtigen sowie die u. U. hohe Wasseraufnahme des Trägermaterials bei der Oberflächenbehandlung. Bei einer weitgehenden Automatisierung des Herstellungsprozesses kann eine gewisse Schwerfälligkeit im Hinblick auf Fertigungsumstellungen entstehen, die besonders bei kleinen Serien die Wirtschaftlichkeit des Verfahrens in Frage stellt.

Als für die Zukunft aussichtsreiche Anwendungsfälle werden in der Literatur genannt: Verdrahtungen mit bündiger Oberfläche zwischen Leiter und Trägermaterial; komplexe Schaltungen, die sich aus mehreren Ebenen aufbauen; Verdrahtungen auf dreidimensionalen Trägern unter Verwendung plastischer Isolierstoffe. die erst nach dem Aufbringen der Leitungsführung ihre endgültige Form erhalten.

Übertragungsmethoden

Als letzte Entwicklung dieser Verfahrenstechnik wurde die Übertragungsmethode mit einigen Varianten ausgearbeitet, die einmalige Vorteile bei der Herstellung gedruckter Verdrahtungen mit sich bringen und einige der vorgenannten Nachteile vermeiden. Das Prinzip ist folgendes: Es wird eine polierte Dauerkatode aus passiviertem Nickel oder rostfreiem Stahl verwendet, auf der die Leitungsführung nach dem Bedrucken im Galvanisierungsbad niedergeschlagen wird. Diese Katode kann im Durchschnitt bis zu 500 mal verwendet werden. Das Leitungsmuster wird dann mit einem klebefähigen kunststoffimprägnierten Papier als Ganzes von der Katode abgehoben; anschließend wird dieses Papier mit dem als Schaltungsträger dienenden Hartpapier verpreßt. Hierbei muß die Seite mit der Leitungsführung selbstverständlich oben sein. Dabei entsteht eine bündige Oberfläche der Leitungsführung mit dem Isolierstoffträger. An die elektrische Qualität des verwendeten Papiers sind besondere Anforderungen zu stellen, da es die oberste Lage des Schaltungsträgers bildet und demzufolge die dielektrischen Eigenschaften desselben entscheidend beeinflußt.

Als eine Variante dieses Verfahrens wird das temporary cathode system beschrieben, was soviel wie „Verfahren mit provisorischer Katode" bedeutet. Bei diesem wird das abgeschiedene Leitungsmuster nicht von der Katodenplatte abgehoben, sondern man entfernt nur den Druck, und die Katodenplatte wird mit dem Leitungsmuster nach unten in die Hartpapierpresse eingeführt, wobei dieses wiederum eine bündige Oberfläche mit dem Hartpapierträger erhält. Zur Herstellung weiterer Exemplare muß die Katodenplatte jedesmal neu bedruckt werden.

Bei einer weiteren Variante des Übertragungsverfahrens, dem expendable cathode system, wird die Katode zerstört. Sie besteht aus einer etwa 0,13 mm starken Folie, die in der gleichen Weise wie schon beschrieben mit dem Negativ des Leitungsmusters bedruckt und dem Hartpapier zusammen verpreßt wird, so daß eine bündige Oberfläche entsteht. Das jetzt durch die Folie verdeckte Leitungsmuster wird durch einen selektiven Ätzprozeß, bei welchem die Katodenfolie chemisch aufgelöst wird, freigelegt.

Als besonderer elektrischer Vorteil dieser Übertragungsverfahren — mit Ausnahme des expendable cathode system — ist die Tatsache zu nennen, daß die Trägerplatte der Schaltung beim Herstellungsprozeß weder mit Flüssigkeit noch mit Säure in Berührung kommt und damit alle hierdurch möglichen Fehlerursachen ausgeschieden werden. Ferner lassen sich nach dieser Methode auch schwierige Leitungsmuster leicht herstellen. Schließlich lassen sich außer vollkommen bündigen Leitungen (Schalterkontakte, Schleifringe, Codierungsscheiben) auch Verdrahtungen mit erhaben oder vertieft angeordneten Leitungen erzeugen. Im übrigen können nach diesen Verfahren auch die bereits erwähnten komplexen und dreidimensionalen Verdrahtungen hergestellt werden.

Automatisch arbeitende Fabrikationsanlage

Abschließend sei eine von der General Electric's Electronic Component Dept. im Jahre 1956 in Betrieb genommene

---

[1]) RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1957) S. 323.

Fortsetzung auf Seite 667

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Mit dem Nationalpreis 1957** wurde Dr. Friedrich Eckart, Leiter der Abteilung Elektronik im Institut für Festkörperforschung der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, für seine wissenschaftlichen Arbeiten auf dem Gebiet der Elektronik und der Halbleiter, insbesondere für seine Arbeiten bei der Entwicklung von Vervielfachern sowie Selen- und Kupferoxydulgleichrichtern auf der Grundlage einheimischer Rohstoffe ausgezeichnet.

▼ **Das elektronische Navigationssystem** hat Schweden für seine Schiffahrt zwischen der Insel Öland und der Gävlebucht im nördlichen Mittelschweden eingeführt.

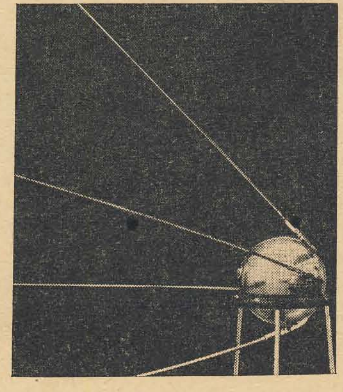
▼ **In Zahlungsschwierigkeiten** geraten ist die Continental-Rundfunk GmbH, Osterode (Harz). Die erste Versammlung der Gläubiger ergab, daß das Unternehmen Forderungen von Lieferanten in Höhe von 2,5 Mill. D-Mark zu erfüllen hat. Hinzu kommen Bankforderungen in Höhe von rund 900 000 D-Mark. Die Firma hat die Eröffnung eines gerichtlichen Vergleichsverfahrens beantragt und eine Vergleichsquote von 40% vorgeschlagen. Das Grundkapital der Continental-Rundfunk GmbH, die unter dem Firmenzeichen „Imperial" überwiegend Musiktruhen produziert, beträgt 700 000 DM.

▼ **Die „Interkama 1957"**, ein internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik, findet vom 2. bis 10. 11. 57 in Düsseldorf statt. Es ist dies die erste Veranstaltung dieser Art in Europa. In Übersichts- und Fachvorträgen werden die Entwicklungstendenzen auf meßtechnischem und regelungstechnischem Gebiet behandelt, ferner die Automatisierung in der Verfahrenstechnik und in der Fertigungstechnik sowie die meßtechnischen Aufgaben aus der Energieerzeugung einschl. der Atomenergie.

▼ **Berichtigung:** Im Beitrag „Klangregister — technisch begründet!" in Nr. 8 (1957), S. 233/234, ist in der NF-Schaltung des „Onyx" 8 U 156 (Bild 4) die einseitige Masseverbindung der Sekundärseite des Ausgangsübertragers einzuzeichnen.

„Sputnik" — eine Großtat der Wissenschaft

Seit dem 4. Oktober hält der in der Sowjetunion gestartete erste künstliche Erdsatellit die Welt in Atem. In einer Höhe von etwa 900 km rast der Trabant mit einer Geschwindigkeit von 8000 km in der Sekunde um unseren Erdball und sendet Signale auf den Frequenzen 20,005 und 40,002 MHz, die bereits von Amateurfunkern in aller Welt empfangen wurden. Für die Amateure liefert der in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1957) veröffentlichte Beitrag „Die Radiosignale der künstlichen Erdsatelliten" wertvolle Hinweise. Den sowjetischen Wissenschaftlern unsere Hochachtung und unsere Glückwünsche zu der großartigen Leistung, die die Erforschung des Weltraumes in ein völlig neues, bisher unerreichtes Stadium überleitet.



Bei Redaktionsschluß hatte „Sputnik" seine 250. Runde um unseren Erdball vollendet und damit eine Strecke von über 11 Millionen km zurückgelegt

Neuer Amateurweltrekord

Am 19. Juni fiel um 22.32 GMT im 70-cm-Amateurband (435 MHz) der neue Weltrekord. DL 3 YBA aus Burgdorf bei Hannover gelang eine Verbindung mit G 3 HAZ in Birmingham im nichtmodulierten Telegrafiebetrieb. Es wurden die Berichte 559/569 ausgetauscht. Die überbrückte Entfernung beträgt etwa 808 km.

Radioamator Nr. 9 (1957)

Amateure bauen Fernsehrelaisstation

Amateure des Bezirksradioclubs Jáchymov, CSR, errichten auf dem Keilberg eine Fernsehrelaisstation mit der Bildträgerfrequenz 207,25 MHz, Tonträgerfrequenz 213,75 MHz. Diese Station soll bis zur Inbetriebnahme des Fernsehsenders Plzeň das Programm des Prager Senders in die Umgebung von Ostrov und Karlový Vary übertragen.

Entwicklung der Fernsehgeräteproduktion im VEB RAFENA-Werke

Nach Informationen aus dem bekannten volkseigenen Fernsehgerätewerk wird das in den Geräten „Dürer", „Format", „Forum", „Atelier" und den Truhen „Clivia" und „Cabinet" verwendete „Dürer"-Chassis durch verschiedene schaltungstechnische Feinheiten weiter verbessert. Hiervon sind zu nennen: Germaniumdiode als Bildgleichrichter, störausgetastetes Amplitudensieb, getastete Regelung. Entsprechend der CCIR-Frequenzverteilung ist eine hohe ZF vorgesehen. Mit diesem neuen Chassis werden ein neues Tischgerät mit UKW-Teil als Nachfolger des „Dürer" sowie ein Standgerät entsprechend dem „Format" entstehen. Als Nachfolger für die „Clivia" ist eine Truhe mit dem neuen „Dürer"-Chassis ohne UKW-Teil geplant. Dabei wird von dem jetzigen Hochformat abgegangen und ein Gehäuse nach neuen architektonischen Gesichtspunkten entworfen. Als Grundkonzeptionen einer in der Entwicklung befindlichen neuen Fernsehempfänger-Typenreihe werden genannt:

1. Ein material- und raumsparendes vertikal angeordnetes Chassis, Miniaturbauelemente und eine Bildröhre in 90°-Technik.
2. Die elektrischen Merkmale dieser Geräte sind: Antenneneingang wahlweise für 240 Ω und 60 Ω mit Antennenfilter, Sinusgenerator mit Reaktanzröhre und symmetrischem Phasenvergleich als Zeilengenerator; Ablenkgeneratoren für 90°.

Für die Geräte der neuen Serie sollen nur noch Nachstellmöglichkeiten für Helligkeit und Lautstärke (in Fernbedienung) notwendig sein.

Bau eines Atomkraftwerkes in der DDR

Voraussichtlich im Jahre 1960 soll das erste Atomkraftwerk in der DDR, mit dessen Bau nördlich von Berlin bereits begonnen wurde, den ersten Strom in das öffentliche Netz liefern. Das Atomkraftwerk soll eine Leistung von 70 MW erreichen.

Der erste Atommeiler in der Rumänischen Volksrepublik

wurde am 7. 8. d. J. in Betrieb genommen. Die Anlage entstand in Gemeinschaftsarbeit sowjetischer und rumänischer Spezialisten. Den 2000-kW-Reaktor lieferte die Sowjetunion, während ein Teil der elektronischen Geräte in der Deutschen Demokratischen Republik hergestellt wurde. Der neue Meiler dient in erster Linie der Herstellung radioaktiver Isotope für die Medizintechnik und andere wissenschaftliche Arbeiten. In dem bei Bukarest gelegenen Atomzentrum wird jetzt an einem 25-MeV-Beschleuniger gebaut.

Statistik der Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand per 31. 8. 1957 nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen:

Bezirk	Hörrundfunkteilnehmer (in Tausend)	Bezirk	Fernsehteilnehmer
Rostock	217,5	Rostock	2 800
Schwerin	167,7	Schwerin	1 717
Neubrandenburg	164,3	Neubrandenburg	1 523
Potsdam	327,6	Potsdam	20 805
Frankfurt (Oder)	185,0	Frankfurt (Oder)	4 373
Cottbus	218,2	Cottbus	2 100
Magdeburg	394,5	Magdeburg	10 400
Halle	581,3	Halle	8 400
Erfurt	340,8	Erfurt	12 300
Gera	219,0	Gera	2 500
Suhl	138,7	Suhl	3 700
Dresden	610,0	Dresden	12 100
Leipzig	501,0	Leipzig	8 745
Karl-Marx-Stadt	686,1	Karl-Marx-Stadt	15 541
Berlin	414,8	Berlin	16 102
	5166,5 (—3,2)		123 111 (+7646)

Die Abnahme der Zahl der Hörrundfunkteilnehmer gegenüber dem Stand vom Juli 1957 ist darauf zurückzuführen, daß zahlreiche Rundfunkteilnehmer inzwischen Besitzer von Fernsehgeräten geworden sind und daher nur in der Zahl der Fernsehteilnehmer erfaßt werden. Bekanntlich sind in der DDR in der Gebühr von 4,— DM monatlich für den Fernsehempfang die Gebühren für einen separaten Hörrundfunkempfänger enthalten.

Drahtlose EKG-Anlage

Mitarbeiter des Instituts für Angewandte Physiologie der Akademie für ärztliche Fortbildung, Berlin-Lichtenberg, sowie des Applikationslabors des VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow, haben ein transistorbestücktes Kleinstfunkgerät entwickelt, mit dem Elektrokardiogramme und andere medizinische Meßgrößen drahtlos bis zu 100 m übertragen werden können. Das Gerät besteht aus einem Impulsumformer, in dem die durch Elektroden am Körper abgenommenen Aktionsspannungen über einen niederfrequenten Zwischenträger auf einen Kleinstsender aufmoduliert werden. Auf der Empfängerseite kann das EKG nach zweifacher Demodulation mit einem Elektrokardiografen aufgeschrieben oder mit einem Elektrokardioskop direkt sichtbar gemacht werden. Das Gerät bietet die Möglichkeit, das EKG auch auf Tonband aufzunehmen, von dem es jederzeit wieder sichtbar gemacht werden kann.

Höhenwindradargerät mit automatischer Zielnachführung

Im Observatorium Lindenberg des Meteorologischen und Hydrologischen Dienstes der DDR wurde am 6. September d. J. vor einem größeren Kreis von Fachleuten ein im Wissenschaftlich-Technischen Büro für Gerätebau, Berlin, entwickeltes Höhenwindradargerät vorgeführt. Die einwandfreie Funktion des Gerätes ist durch eine Höhenwindmessung unter Verwendung eines frei fliegenden Pilotballons mit angehängtem Tripelspiegel nachgewiesen worden. Die Leistungsfähigkeit der automatischen Zielverfolgung im Rahmen der für die meteorologische Forschung erforderlichen Bedingungen wurde in Versuchen mit einem vom Wirtschaftsdienst der Deutschen Lufthansa gecharterten Flugzeug demonstriert. Das Gerät, dessen Wirkungsweise in den Beiträgen von E. Hüttmann und J. Linke in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 13 (1957) beschrieben worden ist, wird für Forschungsarbeiten im Geophysikalischen Jahr eingesetzt.

Fortsetzung von Seite 665

Anlage erwähnt, die weitgehend automatisch arbeitet. Im ersten Fabrikationsjahr sollen 5 ··· 6 Millionen Schaltungen des sog. Thru-Con-Typs hergestellt werden. Mit dieser Bezeichnung wird zum Ausdruck gebracht, daß die Schaltungsplatten metallisierte Verbindungslöcher zwischen Vorder- und Rückseite enthalten.

Das Kernstück der Anlage bildet ein fast 23 m langes U-förmiges Galvanisierungsbad. Die zu bedruckenden Trägerplatten werden in Rahmen gehaltert, von denen je zwei an 39 Armen befestigt um das Bad kreisen. Jeder Arm durchläuft 39 Arbeitsstufen zum Säubern der Platten, Galvanisierung des Leitungsmusters und abschließender Reinigung. Das für die Herstellung der Verdrahtung verwendete Kupfer wird auf einer oder beiden Seiten der Platte und in den Befestigungslöchern für die Bauelemente abgeschieden, um Verbindungen zwischen beiden Plattenseiten herzustellen. Die Beschickung der Rahmen mit den Platten und ihre Entnahme erfolgen von Hand. Jeder Rahmen trägt 45 bis 60 der zu erzeugenden Leitungsmuster, so daß gleichzeitig mehrere Tausend Verdrahtungen in Arbeit sind.

Der Fertigungsablauf wird wie folgt beschrieben: Säubern der etwa 90 × 185 cm großen Platten, Zerschneiden derselben in schmale Streifen und Stanzen der Befestigungslöcher für die Bauelemente. Jeder Streifen enthält sechs bis zehn gleiche Leitungsmuster. Anschließend Transport durch die 20 m lange Reinigungsanlage mit zweimaligem Eintauchen in die verschiedenen Bäder, danach Luft- und Infrarottrocknung. In den folgenden Arbeitsgängen wird ein Haftmittel aufgespritzt, und nach einer Zwischenkontrolle auf dem Transport wandern die Platten in den Silbersprühtunnel. Hier wird Silber als leitende Unterlage für die später erfolgende Verkupferung aufgesprüht. Die Streifen werden bei diesem Arbeitsgang vorversilbert, mit entionisiertem Wasser gespült und anschließend mit Silber und einem Reduktionsmittel behandelt, so daß eine mikroskopisch dünne, gut haftende Silberschicht zurückbleibt. Nach einer Lufttrocknung verlassen die Streifen den Tunnel. Im letzten Fertigungsabschnitt werden die Streifen manuell im Siebdruckverfahren mit dem Negativ des Leitungsmusters bedruckt und luftgetrocknet; anschließend erfolgt der automatische Transport durch das Galvanisierungsbad. Danach wird — zunächst noch manuell — die Druckfarbe von den Streifen entfernt und die Streifen einer Wärmebehandlung unterzogen. Zu den letzten Arbeitsgängen gehört ein Tauchen in Chromsäure, Aufdrucken eines Lötschutzmittels zum Verhindern der Brückenbildung zwischen benachbarten Leitungen beim Tauchlöten und das Zerschneiden der Streifen in die einzelnen Schaltungsplatten.

Literatur

Alvin E. Stones: Pro & con on seven different methods of printed wiring, Electronic Industries & Tele-Tech 16 (März 1957) S. 64/66, 153/158.

Automatic circuit-plating machine, Elektronics 29 (Mai 1956) S. 234, 236.

H. F. REIMANN, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der TH Dresden

Betrachtungen zur Grenzempfindlichkeit von Vakuum-Fotozellen

Bei der Beurteilung von Braunschen Röhren hinsichtlich ihres Detailkontrastes muß eine Leuchtdichtemessung an sehr kleinen Flächen ($F \approx 2\ mm^2$) vorgenommen werden. Die in solchen Fällen dem optisch-elektrischen Wandler zugeführte Lichtleistung, welche dem Lichtstrom proportional ist, wird äußerst gering und kann unter der Störleistung liegen, die durch den Wandler oder die mit ihm gekoppelten Schaltelemente hervorgerufen wird. Die bei der erwähnten Untersuchung auftretenden Probleme sind grundsätzlicher Natur, und es soll daher in diesem Artikel gezeigt werden, bis zu welchem minimalen Lichtstrom eine Anzeige möglich ist, wenn Fehlergrenze und Bandbreite des Meßgerätes vorgegeben sind. Die Angabe der Bandbreite ist notwendig, da durch sie beim Messen von Gleichlicht die Einstellzeit des Anzeigeinstrumentes und beim Messen von intermittierendem Licht die maximale Schwankungsfrequenz des Lichtes festgelegt werden.

Die lichttechnischen Einheiten

Zum besseren Verständnis der folgenden Ausführungen sollen die Definitionen der lichttechnischen Einheiten, die für den Elektrotechniker oft etwas fremd sind, rekapituliert werden:

1. Die „Candela" (cd) ist die Einheit der Lichtstärke I.
   Als stets reproduzierbares Maß für die Candela wurde definiert, daß 1 cm² eines schwarzen Körpers, der die Temperatur des erstarrenden Platins, 1768° C, besitzt, eine Lichtstärke von 60 cd hat.
2. Das „Lumen" (lm) ist die Einheit des Lichtstromes Φ. Sie ist gleich demjenigen Lichtstrom, den eine punktförmige Lichtquelle von der Stärke $I = 1$ cd in den räumlichen Winkel $\Omega = 1$ aussendet (der gesamte Lichtstrom dieser Punktlichtquelle ist demnach $\Phi = 4\pi$ lm).
3. Das „Lux" (lx) ist die Einheit der Beleuchtungsstärke E. Die Beleuchtungsstärke $E = 1$ lx ist vorhanden, wenn ein Lichtstrom $\Phi = 1$ lm auf eine Fläche von 1 m² trifft,
   $$1\,\text{lx} = \frac{1\,\text{lm}}{1\,\text{m}^2}.$$
4. Das „Stilb" (sb) ist die Einheit der Leuchtdichte B. Die Leuchtdichte 1 sb ist dann vorhanden, wenn der leuchtende Körper in Betrachtungsrichtung einen Lichtstrom $\Phi = 1$ lm pro cm² aussendet, bzw. in Beobachtungsrichtung eine Lichtstärke von $I = 1$ cd aufweist.
   Für viele Leuchtdichtemessungen ist das sb eine zu große Einheit; es wurde aus diesem Grund das Apostilb (asb) als Untereinheit eingeführt.

$$1\,\text{asb} = \frac{1}{\pi}\cdot 10^{-4}\,\text{sb};\ B_{[\text{asb}]} = \pi \cdot 10^4 \cdot B_{[\text{sb}]}.$$

Weitere Hilfsgrößen zur Berechnung lichttechnischer Aufgaben sind:

der Reflexionsgrad $\varrho = \dfrac{\Phi_r}{\Phi_0}$

und der Transmissionsgrad $\tau = \dfrac{\Phi_d}{\Phi_0}$,

wobei Φ_0 = der auf den Körper treffende Lichtstrom,
Φ_r = der reflektierte Lichtstrom und
Φ_d = der aus dem Körper austretende Lichtstrom ist.

Energetisch betrachtet hat das Lumen die Dimension einer Leistung; der Zusammenhang zwischen elektrischer Leistung und Lichtleistung ist 1 W ≙ 636 lm. Dementsprechend sind die Größen E und B auf eine Fläche bezogene Leistungsdichten, während I die Leistungsdichte in bezug auf die Einheit des Raumwinkels darstellt.

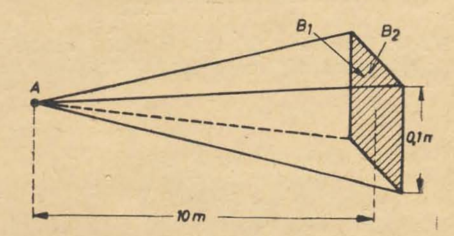


Bild 1: Eine von der Punktlichtquelle A beleuchtete Fläche (siehe Beispiel)

Alle hier aufgeführten Leistungsgrößen beziehen sich nur auf den international festgelegten Bereich der Augenempfindlichkeitskurve. Allgemein muß daher für die Größe des Lichtstromes Φ geschrieben werden:

$$\Phi \sim \int V_\lambda \cdot S_\lambda \cdot d\lambda,$$

wobei $V_\lambda \cdot d\lambda$ die spektrale Strahlungsleistung und S_λ die spektrale Empfindlichkeit des optischen Empfängers darstellen.

Um mit den hier auftretenden Größen vertrauter zu werden, soll eine Leuchtdichte-Berechnung durchgeführt werden: Nach Bild 1 seien gegeben eine Punktlichtquelle A mit einer Lichtstärke I = 74 cd; 10 m von der Lichtquelle entfernt befinde sich ein quadratisches Stück einer Substanz mit $\varrho = 0{,}1$; $\tau = 0{,}5$ und den Seitenlängen l = 10 cm. Gefragt ist nach der Beleuchtungsstärke dieser Fläche und nach den Leuchtdichten B_1 bzw. B_2 an Vorder- bzw. Rückseite der Substanz unter der Voraussetzung, daß die Normale der Fläche zur Lichtquelle weise. Der auf die Fläche treffende Lichtstrom ist $\Phi = I \cdot \Omega$, wobei sich der wirksame Raumwinkel nach $\Omega = \frac{4\,\pi\,F}{O}$ berechnet. F ist hierbei die bestrahlte Fläche beliebiger Form und O die Oberfläche einer Kugel, deren Radius gleich der Entfernung zwischen Lichtquelle und Fläche ist. Im behandelten Fall wird

$$\Omega = \frac{4 \cdot \pi \cdot 0{,}1^2}{4 \cdot \pi \cdot 10^2} = 10^{-4}$$

und damit $\Phi = 74 \cdot 10^{-4}$ lm.
Die Beleuchtungsstärke erhält man zu

$$E = \frac{\Phi}{F} = \frac{74 \cdot 10^{-4}}{10^{-2}} = 74 \cdot 10^{-2} = 0{,}74 \text{ lx}$$

(Φ in lm, F in m², E in lx)
und die Leuchtdichten zu

$$B_1 = \frac{\Phi \cdot \varrho}{F} = \frac{74 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-4}}{10^2} = 7{,}4 \cdot 10^{-6} \text{ sb} \mathrel{\hat=} 0{,}232 \text{ asb},$$

$$B_2 = \frac{\Phi \cdot \tau}{F} = \frac{74 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-4}}{10^2} = 37 \cdot 10^{-6} \text{ sb} \mathrel{\hat=} 1{,}16 \text{ asb}$$

wenn Φ in lm und F in cm² eingesetzt werden.

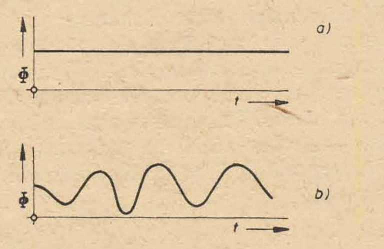


Bild 2: Gleichlicht (a) und intermittierendes Licht (b) als Funktion der Zeit

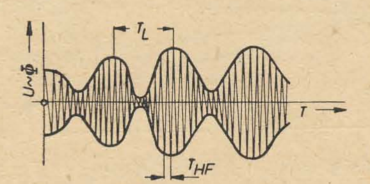


Bild 3: Zu Wechselspannungen umgeformte Lichtströme nach Bild 2b

Zum Schluß dieses lichttechnischen Abschnittes soll noch der Begriff „intermittierendes" Licht definiert werden. Nach Bild 2 kann man zwei verschiedene Arten des Lichtstromes als Funktion der Zeit unterscheiden:

a) Das Gleichlicht, dessen Amplitude — in bezug auf die Meßdauer — unabhängig von der Zeit einen konstanten Wert besitzt (elektrisches Analogon: Gleichstrom).

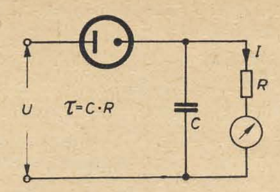


Bild 4: Gleichrichterschaltung

b) Das intermittierende Licht, dessen Amplitude während der Meßzeit nach beliebigen Funktionen schwanken und auch den Wert Null erreichen kann (elektrisches Analogon: Modulierter Gleichstrom).

Es entsteht hier die Frage, in welcher Weise soll der in Spannungen umgeformte Wert des intermittierendes Lichtes angezeigt werden, um ihn mit der bei Gleichlicht entstehenden Spannung vergleichen zu können. Zur Klärung setzen wir voraus, daß die nach Bild 2b am Ausgang des optisch-elektrischen Wandlers entstandenen (modulierten) Gleichspannungen mit Hilfe eines Gerätes in eine Wechselspannung umgewandelt und danach mit einem Wechselspannungsverstärker verstärkt worden seien, so daß sie das Aussehen nach Bild 3 bekommen haben. Um diese Wechselspannungen anzeigen zu können, müssen sie natürlich gleichgerichtet werden, wobei drei Möglichkeiten der Gleichrichtungsart zur Wahl stehen:

1. die Messung des Spitzenwertes,
2. die Messung des Effektivwertes und
3. die Messung des arithmetischen Mittelwertes.

Die beiden ersten Methoden scheiden aus, da sie weder vom fotografischen noch vom physiologischen Standpunkt aus gesehen eine Berechtigung haben. Die Gleichrichtung wird deshalb nach der dritten Methode durchgeführt, da in diesem Fall die entstehende Gleichspannung der Leistung des Lichtstromes proportional ist und dadurch die fotografische Wirkung des intermittierenden Lichtes in weiten Grenzen mit derjenigen des Gleichlichtes verglichen werden kann. Inwiefern der subjektive Eindruck „Helligkeit" von der Lichtleistung abhängt, sei an dieser Stelle nicht behandelt. Man erhält damit nach einem Gesetz von Talbot als wirksamen Lichtstrom bei intermittierendem Licht den Wert:

$$\Phi_w = \frac{1}{T}\int_0^T \Phi_{(t)} \cdot dt.$$

Bei Verwendung der im Bild 4 gezeigten Schaltung läßt sich die Forderung nach einer Anzeige des arithmetischen Mittelwertes der vom Verstärker abgegebenen Spannung leicht verwirklichen. Unter der Voraussetzung, daß die Zeitkonstante τ des RC-Gliedes so gewählt wird, daß

$$T_L \gg \tau \gg T_{HF} \text{ ist,}$$

entsteht ein Gleichstrom I, der stets dem jeweiligen Spitzenwert der modulierten Wechselspannung proportional ist. Dieser Strom wird einem Drehspulinstrument zugeführt, welches automatisch die zeitliche Integration des Stromes vornimmt, so daß sein Ausschlag A gegeben ist zu

$$A \sim \frac{1}{T}\int_0^T I_{(t)} \cdot dt.$$

Der optisch-elektrische Wandler

Zur Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie sind die folgenden Wandlerarten bekannt:

1. die Widerstandszelle,
2. die Sperrschichtzelle,
3. die Alkali-Fotozelle.

Die beiden ersten Wandlerarten haben einen sehr guten Wirkungsgrad, sie besitzen eine Stromempfindlichkeit von etwa 500 bis 1500 µA/lm, jedoch sind sie wegen ihrer Trägheit und Nichtlinearität zwischen auffallendem Lichtstrom und abgegebenen elektrischen Strom für Messungen an intermittierenden Lichtquellen nur beschränkt brauchbar.

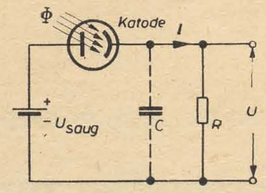


Bild 5: Einfache Fotozellenschaltung

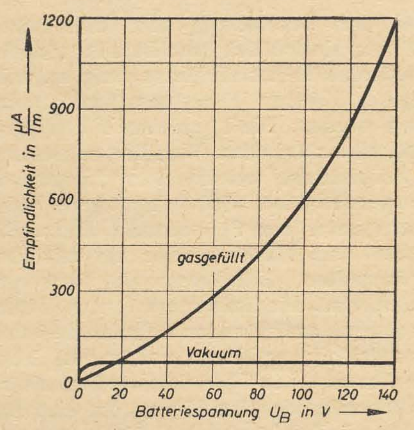


Bild 6: Stromempfindlichkeit in gasgefüllten Zellen und Vakuumzellen als Funktion der Batteriespannung

Für exakte Messungen von höherfrequentem Licht kommt nur die Vakuum-Fotozelle in Betracht, deren Wirkungsweise darauf beruht, daß Photonen auf eine Fotokatode, die normalerweise aus einem Erdalkalimetall oder aus deren Mischungen besteht, treffen und dabei Elektronen auslösen. Diese Elektronen fliegen dann zu einer positiven Saugelektrode, der Anode und erzeugen über dem Arbeitswiderstand R einen Spannungsabfall (Bild 5).

Die großen Vorzüge der Vakuum-Fotozelle sind:

1. Die außerordentlich hochliegende Grenzfrequenz. Je nach der Konstruktion der Zelle können Frequenzen bis zu 100 MHz bei einem Abfall um den Faktor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ verarbeitet werden.

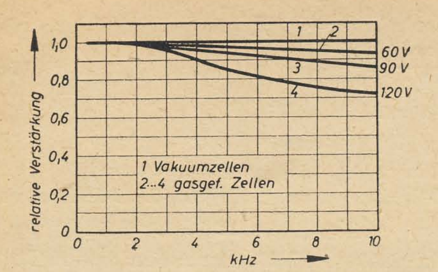


Bild 7: Amplitudenverlauf in gasgefüllten Zellen und Vakuumzellen als Funktion der Lichtwechselfrequenz

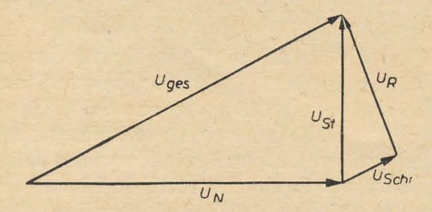


Bild 8: Zeigerdiagramm von Nutz- und Störgrößen bei Bild 5

2. Die Stromempfindlichkeit ist praktisch unabhängig von der Batteriespannung U_B, so daß deren eventuelle Schwankung keine Anzeigeverfälschung zur Folge haben kann (siehe Bild 6).

Ein Nachteil der Vakuum-Fotozelle ist die relativ geringe Stromempfindlichkeit, die je nach der Bauart zwischen 20 bis 40 μA/lm beträgt. Dieser Mangel kann durch eine Füllung der Zelle mit Edelgas, meist Argon, behoben werden, da in diesem Fall die aus der Fotokatode austretenden Primärelektronen auf ihrem Weg zur Anode mit Gasmolekülen zusammenstoßen und diese dabei ionisieren, so daß die Zahl der zur Anode strebenden negativ geladenen Teilchen beachtlich anwächst und damit eine wesentlich höhere Stromempfindlichkeit erreicht werden kann (Bild 6). Infolge der Trägheit dieser Ionisationsvorgänge wird jedoch die Grenzfrequenz bei gasgefüllten Zellen stark herabgesetzt, so daß ihre Anwendung auf Frequenzen unter 10 kHz beschränkt bleibt (Bild 7).

Die Grenzempfindlichkeit der Fotozellenschaltung

Die Grenzempfindlichkeit der Schaltung nach Bild 5 hängt von zwei Störquellen ab, die Störspannungen bzw. Störströme erzeugen. Einmal entsteht über dem Arbeitswiderstand R eine Rauschspannung U_R und zum anderen überlagert sich dem gewünschten Fotostrom infolge des Schroteffektes (siehe unten) noch ein Störstrom. Beide Störeinflüsse addieren sich geometrisch $U_{St\,ges} = \sqrt{U^2_R + U^2_{Sch}}$, wobei natürlich der Schrotstrom mit Hilfe von R in eine entsprechende Spannung umgerechnet werden muß. Diese Gesamtstörspannung addiert sich nun auch wiederum geometrisch zur Nutzspannung, so daß das Meßergebnis verfälscht wird. Bild 8 zeigt das Zeigerdiagramm der Störeinflüsse in bezug auf die resultierende Gesamtspannung. Unter der Voraussetzung, daß das Meßresultat um 1% verfälscht werden darf, muß die Amplitude U_N der Nutzspannung 7mal größer sein als die der Störspannung, also $U_N \geqq 7 \cdot U_{St}$.

(Es sei hier erwähnt, daß beim Verwenden von Meßinstrumenten die Beziehung $U_N \geqq 7 \cdot U_{St}$ einen Fehler des Anzeigeergebnisses von 1% gewährleistet, ein Fehler, der normalerweise tragbar ist. Das Auge als nichtlinearer Wandler jedoch reagiert auf die z. B. beim Fernsehen auftretenden Störungen, den Grieß oder das Schneegestöber, ganz anders, so daß hier für ein brauchbares Bild gefordert werden muß $U_N \geqq 30 \cdot U_{St}$.)

Die Größe der durch thermisches Rauschen erzeugten Spannung U_R über dem Arbeitswiderstand R berechnet sich zu

$$U_R = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f},$$

wobei $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ in Ws/°K, T = Absolut-Temperatur in °K, R = Widerstand in Ω, Δf = Bandbreite in Hz.

Für normale Raumtemperatur T = 20°C ≙ 293°K erhält man nach Einsetzen obengenannter Größen die zugeschnittene Gleichung

$$U_R = 0{,}126 \sqrt{R \cdot \Delta f},$$

wobei U_R in μV, R in kΩ und Δf in kHz eingesetzt werden.

Die Nutzspannung U_N wird $U_N = I_N \cdot R$ (U_N in μV, I_N in μA und R in Ω). Es war gefordert, daß $U_N \geqq 7 \cdot U_{St}$, so daß das Verhältnis

$$\frac{I_N \cdot R}{0{,}126 \cdot \sqrt{R \cdot \Delta f}} = 7$$

(I_N in μA, R in kΩ, Δf in kHz) wird. Der kleinste verwertbare Fotostrom ergibt sich damit zu

$$I_{min} = 0{,}82 \cdot \sqrt{\frac{\Delta f}{R}}$$

(I_{min} in nA, R in kΩ, Δf in kHz). Je größer demnach die Bandbreite des Gerätes gewählt wird, um so unempfindlicher wird es, wenn die Fehlergrenze von F = 1% eingehalten werden soll. Ein Erweitern der unteren Meßgrenze scheint durch Vergrößern von R möglich zu sein. Da jedoch R durch $\Delta f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$ unmittelbar die Bandbreite mitbestimmt, läßt sich R bei gegebener Grenzwechselfrequenz f_g des Lichtstromes, für die wir ein Absinken der Amplitude um 1% gegenüber den Amplituden bei tiefen Frequenzen zulassen, nur bis zum Wert

$$R_{max} = \frac{1}{7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C}$$

erhöhen.

C ist hier die Summe aller an der Fotozelle liegenden Kapazitäten. Wird z. B. $f_g = 2 \cdot 10^6$ Hz gewählt und beträgt C = 20 pF, so erhält man

$$R_{max} = \frac{1}{7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 0{,}56 \text{ k}\Omega.$$

Der kleinste auswertbare Fotostrom I_{min} wird mit diesen Daten

$$I_{min} = 0{,}82 \cdot \sqrt{\frac{2000}{0{,}56}} = 49 \text{ nA}$$

und bei einer Stromempfindlichkeit der Zelle von 50 μA/lm erhält man den kleinsten mit einem Fehler von F = 1% meßbaren Lichtstrom zu $\Phi_{min} \approx 1 \cdot 10^{-3}$ lm. Es ist in diesem Zusammenhang interessant festzustellen, daß theoretisch gesehen, der Fehler bei $f = f_g$ und voll ausgenutzter Grenzempfindlichkeit Null wird, da das bei der Grenzfrequenz bedingte Absinken der Amplitude um 1% durch die Rauscheinflüsse, die eine Amplitudenerhöhung von 1% bewirken, gerade ausgeglichen werden müßte. Wird die Messung zwar bei f_g, aber mit starken Lichtströmen durchgeführt, so ergibt sich demnach ein negativer Fehler, während bei Messungen mit kleinstem Lichtstrom und Frequenzen, die weit unterhalb der Grenzfrequenz liegen, ein positiver Fehler auftritt.

Diesen eben errechneten Strom von Φ_{min} = 1 mlm sendet eine Fläche von 1 cm² aus, wenn ihre Leuchtdichte B = 31,4 asb beträgt.

Für die eingangs erwähnten speziellen Untersuchungsmethoden wird jedoch eine Meßfläche von 2 mm² gefordert, so daß der Lichtstrom 50mal kleiner als der von 1 cm² ausgestrahlte ist. Die minimal meßbare Leuchtdichte beträgt demnach B_{min} = 1580 asb.

Eine Empfindlichkeitssteigerung könnte in diesem Fall, da Bandbreite und Meßfläche gegeben sind, nur durch Verwendung eines Stromverstärkers geschehen, der praktisch keinen zusätzlichen Störstrom erzeugen dürfte.

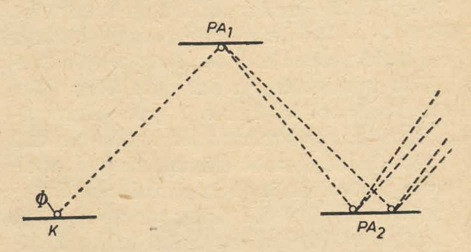


Bild 9: Arbeitsweise eines Multipliers

Die Grenzempfindlichkeit der Fotozellenschaltung mit Multiplier

Den idealen Fotozellenstromverstärker stellt der Sekundärelektronenvervielfacher dar, er soll hier abgekürzt als SEV oder auch, aus dem Englischen kommend, mit Multiplier bezeichnet werden. Die Wirkungsweise des SEV beruht darauf, daß ein Primärelektron, das mit geeigneter Geschwindigkeit auf eine präparierte Elektrode auftrifft, aus dieser mehrere Sekundärelektronen, z. B. zwei, herausschlagen kann. Diese zwei Sekundärelektronen werden nun durch elektrische Felder so gelenkt, daß sie auf einer weiteren Elektrode wiederum je zwei Elektronen auslösen, so daß insgesamt durch ein Primärelektron schon 4 Sekundärelektronen fließen, wie es Bild 9 schematisiert darstellt. Der Primärstrom ist demnach 4mal verstärkt worden. Man verwendet nun in einem Multiplier bis zu 12 derartiger Elektroden, die als Prallanoden bezeichnet werden, so daß in Abhängigkeit von den Elektrodenspannungen die Stromverstärkung Werte von 10^4 bis 10^7 annehmen kann. Wichtig ist dabei, daß der schon im Primärstrom vorhandene Rauschstromanteil in bezug auf den Nutz

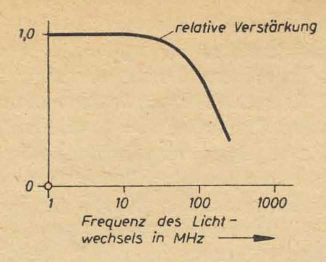


Bild 10: Amplitudenverlauf eines Multipliers als Funktion der Frequenz

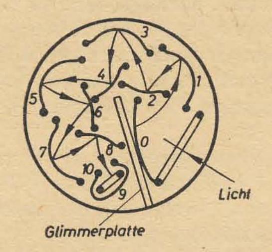


Bild 11: Schematische Darstellung der Elektronenbahnen im Multiplier 931 a der RCA

strom nach der Verstärkung nur um den Faktor 2 vergrößert erscheint, der Multiplier selbst also einen sehr kleinen Rauschstrom erzeugt. Ein weiterer Vorteil des Multipliers liegt in seiner außerordentlich hoch liegenden Grenzfrequenz, wie es Bild 10 zeigt. Erst bei Frequenzen von über 50 MHz ist ein wesentliches Absinken der Verstärkung zu bemerken.

Das Schema der Elektronenbahnen in einem Multiplier der RCA Typ 931 a zeigt Bild 11. Die Primärelektronen werden durch Photonen aus der Fotokatode ausgelöst und gelangen auf dem Weg über die Prallanoden 1 bis 8 zur Sammelelektrode. Die Prallanoden haben ein mit ihrer Ordnungszahl anwachsendes positives Potential in bezug auf die Fotokatode, so daß die Elektronen bedingt durch den Verlauf der elektrischen Feldstärke zwischen den Prallanoden tatsächlich den eingezeichneten Weg nehmen und nicht innerhalb der Röhre divergieren. Da zwischen der Sammelelektrode und der höchsten positiven Spannung die Meßspannung abgenommen wird, ist es zweckmäßig, den positiven Pol der Spannungsquelle zu erden, die Fotokatode besitzt dann ein negatives Potential von etwa 1 bis 2 kV gegenüber Erde. Das Stromversorgungsgerät für den SEV muß spannungsstabilisiert sein, da eine Spannungsänderung an den Prallanoden eine Änderung der Stromverstärkung des Multipliers zur Folge haben kann.

Für die maximale Größe des Arbeitswiderstandes im Sammelelektrodenkreis gelten hier in bezug auf den durch R fließenden Mindeststrom die gleichen Bedingungen wie sie schon bei der einfachen Fotozellenschaltung behandelt worden sind. Unter Verwendung der im Beispiel gegebenen Werte von $f_g = 2$ MHz und $C = 20$ pF wird demnach auch hier der maximale Widerstand $R_{max} = 0{,}56\,k\Omega$ und $I_{min} \approx 50$ nA. I_{min} stellt hier aber nicht den Fotozellenstrom dar. Dieser kann bei 10^5-facher Stromverstärkung 10^5mal kleiner sein, so daß theoretisch der Fotostrom I_N nur den Wert

$$I_N = 50 \cdot 10^{-14}\,A \triangleq 0{,}5\,pA$$

anzunehmen brauchte, um am Ausgang des SEV eine verwertbare Anzeige zu erlauben. Das ist ein erstaunlich kleiner Wert, wenn man sich vergegenwärtigt, daß eine Stromstärke von $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ A eine Sekunde lang fließend der Ladung eines einzigen Elektrons entspricht. Bei $I = 10^{-13}$ A wird dementsprechend der fließende Strom nur aus 625000 Elektronen pro Sekunde bestehen.

Infolge dieser geringen Zahl von Ladungsträgern kann der Strom nicht mehr als kontinuierlich fließend angesehen werden, sondern er muß korpuskular betrachtet werden, als bestünde er z. B. aus lauter kleinsten Schrotkügelchen, die von der Fotokatode ausgehend auf die erste Prallanode fließen. Da das Auftreffen der Elektronen nie in gleicher Stärke erfolgen wird, entsteht ein zusätzliches Rauschen, das Schrotrauschen.

Die Stärke des Schrotstromes, den wir als I_{Sch} bezeichnen wollen, ist

$$I_{Sch} = \sqrt{2 \cdot I_N \cdot e \cdot \Delta f}\,,$$

wobei I_N die Größe des Nutzstromes darstellt, $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As und Δf die Bandbreite des nach dem SEV folgenden Verstärkers ist. Mit $I_N = 50 \cdot 10^{-14}$ A wird

$$I_{Sch} = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 10^{-14} \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 7 \cdot 2 \cdot 10^6}$$
$$= 1{,}4\,pA.$$

Der Störstrom ist dreimal größer als der Nutzstrom, eine Messung ist demnach nicht möglich und die durch die Stromverstärkung des Multipliers möglich gewordene Fotozellenstromverkleinerung kann nicht (unter den oben gestellten Forderungen an Bandbreite) voll ausgenutzt werden.

Setzt man wieder fest, daß das Verhältnis $\frac{I_{Sch}}{I_N} = \frac{1}{7}$ sein soll, so ergibt sich für $I_{N\,min}$ der Wert

$$I_{N\,min} = 1{,}57 \cdot 10^{-17} \cdot \Delta f$$

(Δf in Hz, $I_{N\,min}$ in A).

Für eine Bandbreite von $7 \cdot 2$ MHz wird

$$I_{N\,min} = 22{,}4 \cdot 10^{-11}\,A.$$

Die untere Meßgrenze ist in diesem Fall über zwei Zehnerpotenzen gegenüber dem Betrieb mit einer einfachen Fotozelle erweitert worden, so daß der für den Multiplier zusätzliche Aufwand gerechtfertigt ist.

Wird die Bandbreite des Verstärkers so weit verringert, daß der auswertbare Fotostrom am Eingang des SEV $I_N \approx 1 \cdot 10^{-14}$ A betragen darf, so kommt noch eine weitere Störquelle in Form des Dunkelstromes I_0 der Fotokatode hinzu, der in der gleichen Größenordnung liegt. Der Dunkelstrom entsteht infolge thermischer Emission der Fotokatode und ist damit nicht von der Größe des Lichteinfalles, sondern nur von der Temperatur der Katode und der Austrittsarbeit des Katodenmaterials abhängig. Bei speziellen Ausführungen der Vervielfacher läßt sich die Fotokatode mittels Kohlensäureschnee kühlen, so daß der Dunkelstrom $I_0 \leqq 1 \cdot 10^{-17}$ A wird. Die Schwankungen des Dunkelstromes betragen etwa 3%. Bei der Messung von Gleichlicht kann der Dunkelstrom durch eine geeignete Schaltung kompensiert werden, da hier infolge der sehr kleinen Bandbreite der Verstärkerschaltung Störungen durch Widerstandsrauschen oder den Schroteffekt keine Rolle spielen und der kleinste Nutzstrom in der Größenordnung des Dunkelstromes liegt.

Neue Plattenspieler

Die Firma Dual, Gebr. Steidinger, St. Georgen/Schwarzwald, hat vor einiger Zeit zwei neue Plattenwechsler Typ 1004 und 1005 herausgebracht. Der Typ Dual 1004, ein viertouriger Plattenwechsler (78, 45, 33 und 16 U/min) kann für alle Normal- und Mikrorillenschallplatten bis zu 30 cm ∅ verwendet werden. Die Bedienung erfolgt durch drei Tasten.

Ein Druck auf die Starttaste löst die Vorgänge Netzeinschaltung, Tonarmentriegelung und -steuerung aus. Durch erneutes Drücken der Starttaste erfolgt Unterbrechung und Sofortwechsel. Druck auf die Stoptaste bewirkt Sofortabschaltung des Gerätes und Rückführung des Tonarmes auf seine Stütze. Wiederholung einer Platte erfolgt durch Druck auf die Taste Repet.

Nach dem Druck auf die Starttaste entriegelt sich der Tonarm, schwingt zur Mitte der Platte, setzt die Rolle auf und „tastet" sich zum Plattenrand zurück; das Tastsystem wird eingezogen und der vorher gewählte Saphir für Normalrillen oder Mikrorillen setzt auf. Es können bis zu 10 Platten beliebigen Durchmessers gleicher Drehzahl und gleichen Rillenprofils gemischt abgespielt werden.

Typ Dual 1005 besitzt ebenfalls vier Geschwindigkeiten (vgl. Typ 1004) und ist auch mit einem Dreitastenaggregat ausgerüstet. Ein Druck auf die Starttasten M = Mikro- oder N = Normalplatten löst drei Vorgänge aus: 1. Netzeinschaltung, 2. Saphireinstellung, 3. Tonarmentriegelung und -steuerung. Da der Typ 1005 mit einem Zweistufenklangfilter ausgerüstet ist, der störende Abtastgeräusche unterdrückt, können ältere Platten ebenfalls verwendet werden. Auch dieser Plattenwechsler kann wie der Typ 1004 für 10 verschiedene Platten mit gleicher Umdrehungszahl und unterschiedlichem Durchmesser verwendet werden.

Beide Typen besitzen einen Asynchronmotor; umschaltbar auf 110/125, 150/160 und 220/240 Volt~; Stromverbrauch 10 W; Spezialantrieb am Tellerrand durch Reibradgetriebe, schaltbar auf die vier Geschwindigkeiten.

Der Plattenteller hat einen Durchmesser von 21 cm, ist versenkt und besitzt Gummibelag. Der Tonabnehmer hat geringste vertikale und horizontale Reibung durch Feinkugellagerung. Der Frequenzgang von 20 Hz bis 20 kHz ist nahezu verzerrungsfrei und gradlinig. Die Auflagekraft beträgt etwa 7 bis 10 g.

JAN-PETER HIRSCHFELD

Die untere Grenzfrequenz bei RC-Verstärkern

Im folgenden wird der Einfluß der drei frequenzabhängigen Schaltelemente einer Verstärkerstufe in RC-Kopplung auf die untere Grenzfrequenz untersucht, wobei besonderer Wert auf die Berechnung der Ersatzgrößen einer gegengekoppelten Röhre gelegt wird, wie sie im Falle einer endlichen Katoden- bzw. Schirmgitterimpedanz vorliegt. Bei der Berechnung dieser Ersatzgrößen werden zwei Varianten benutzt, einmal die Bestimmung aus dem Ersatzschaltbild und zum anderen die Bestimmung aus den Röhrengleichungen.

Die Ergebnisse sind in übersichtlichen Diagrammen ausgewertet, die für den Praktiker eine einfache Bestimmungsmethode der Schaltelemente auf Grund vorgegebener Forderungen darstellen. Die Anwendung der Diagramme wird in einem ausführlichen Rechenbeispiel eingehend erläutert.

Allgemeines

Der Ausgangspunkt für die Dimensionierung eines Breitbandverstärkers ist die Forderung nach genügend geringer Frequenzunabhängigkeit der Verstärkung, wobei man als Grenzen des ausnutzbaren Bereiches die Frequenzen ansieht, bei denen die Verstärkung gegenüber der Verstärkung im mittleren Frequenzgebiet (V_m) auf den $1/\sqrt{2}$-fachen Wert abgesunken ist. Die Frequenzabhängigkeit von RC-Verstärkern bei tiefen Frequenzen beruht auf der endlichen Impedanz einzelner Schaltungsglieder: des Koppelkondensators zwischen je zwei Stufen, des Überbrückungskondensators des Katodenwiderstandes und bei Pentoden des Überbrückungskondensators des Schirmgittervorwiderstandes.

Im allgemeinen werden für die Berechnung der unteren Grenzfrequenz von RC-Verstärkern nur die zwischen den Röhren zweier Stufen liegenden Schaltelemente berücksichtigt, man vernachlässigt also den Einfluß von Schirmgitter- und Katodenkombination, die bei nicht genügend kapazitiv überbrückten Widerständen infolge der auftretenden Gegenkopplung einen wesentlichen Beitrag zur Frequenzabhängigkeit der Verstärkung liefern.

Im Gegensatz zum Verhalten des RC-Verstärkers bei hohen Frequenzen kann die Verstärkung bei tiefen Frequenzen mit entsprechend hohem Aufwand beliebig frequenzunabhängig gemacht werden, wobei nur wirtschaftliche Überlegungen eine natürliche Grenze setzen. Aus diesem Grunde muß bekannt sein, welche Mindestwerte für einen vorgeschriebenen Frequenzgang erforderlich sind.

Wir untersuchen nun die frequenzabhängigen Wirkungen der drei Kapazitäten, wobei wegen der besseren Übersichtlichkeit jeweils ein Schaltungsglied einzeln betrachtet wird.

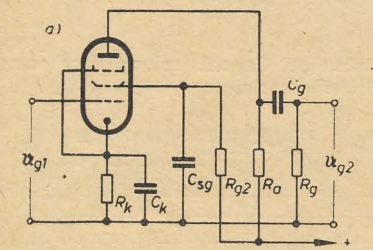
Der Einfluß der Koppelkapazität C_g

Das Schaltbild einer Verstärkerstufe mit dem zugehörigen Ersatzschaltbild ist im Bild 1 angegeben.

Im Bereich der mittleren Frequenzen gelten die Ungleichungen

$$R_g \gg \frac{1}{\omega C_g}, \tag{1}$$

$$R_a \,||\, R_i \,||\, R_g \ll \frac{1}{\omega C_{p\,ges}} = \frac{1}{\omega\,(C_{p1} + C_{p2})}. \tag{2}$$



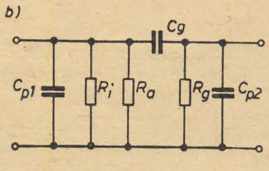


Bild 1:
a) RC-Verstärkerstufe
b) Ersatzschaltbild

Wir können den Einfluß der frequenzabhängigen Schaltelemente deshalb hier vernachlässigen und erhalten für die mittlere Stufenverstärkung:

$$V_{m1} = \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\mathfrak{U}_{g1}} = S \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}} = S \cdot R_a \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}}. \tag{3}$$

Unter Stufenverstärkung verstehen wir das Verhältnis der Gitterwechselspannungen zweier aufeinanderfolgender Röhren, d. h. den Quotienten aus Ausgangs- und Eingangsspannung einer Stufe. Diese Verstärkungsangabe berücksichtigt also den Einfluß der zwischen den Röhren liegenden Schaltelemente innerhalb einer Stufe, was bei der normalen Röhrenverstärkung nicht der Fall ist. Diese ist als das Verhältnis von Anoden- zu Gitterwechselspannung definiert. Aus der Ersatzschaltung (Bild 1 b) ist der Unterschied klar zu ersehen.

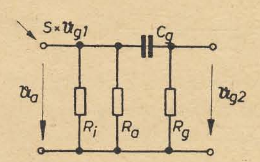


Bild 2: Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen. Frequenzverlauf des RC-Verstärkers bei endlicher Koppelkapazität zwischen zwei Stufen [Gleichung (7)]

Für die mittlere Röhrenverstärkung gilt:

$$V_{m2} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_g} = S \cdot \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}. \tag{4}$$

Für Pentoden wird infolge $R_i \gg R_a$ und $R_g \gg R_a$ die mittlere Stufenverstärkung gemäß Gleichung (3):

$$V_m = S \cdot R_a. \tag{3a}$$

Gemäß der Definition sind im Bereich mittlerer Frequenzen Stufen- und Röhrenverstärkung identisch.

Bei tiefen Frequenzen ist die Bedingung (1) nicht mehr erfüllt, da mit kleiner werdender Frequenz der Scheinwiderstand der Koppelkapazität zunimmt. Gemäß der Spannungsteilung zwischen C_g und R_g nimmt die Steuerspannung der zweiten Röhre ab, d. h. die Stufenverstärkung wird geringer. Aus dem nun gültigen Ersatzschaltbild (Bild 2) ergibt sich die Verstärkung bei tiefen Frequenzen:

Die Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ wird:

$$\mathfrak{U}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{g1} \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}},$$

und für die Gitterspannung $\mathfrak{U}_{g2}$ ergibt sich nach der Spannungsteilerregel

$$\mathfrak{U}_{g2} = \mathfrak{U}_a \cdot \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}.$$

Damit läßt sich die gesuchte Verstärkung berechnen:

$$\mathfrak{V}_1 = \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\mathfrak{U}_{g1}} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_{g1}} \cdot \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\mathfrak{U}_a} = \frac{S \cdot R_g}{\left(R_g + \frac{1}{j\omega C_g}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}\right)}.$$

Durch Umrechnung ergibt sich:

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{\frac{R_a}{R_g}\left(1 + \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a}\right)\left(R_g + \frac{1}{j\omega C_g}\right)\right)},$$

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{\frac{R_a}{R_g} + \left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega C_g R_g}\right)},$$

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_g} + \frac{R_a}{R_i} + \frac{1}{j\omega C_g \cdot R_g}\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right)},$$

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_g} \cdot \frac{1 + R_a/R_i}{R_g\left(1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_a}{R_g}\right)}}. \tag{5}$$

Zur Vereinfachung führen wir ein:

$$\frac{R_g\left(1+\frac{R_a}{R_i}+\frac{R_a}{R_g}\right)}{1+\frac{R_a}{R_i}} = R_g + \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} = R_g + R_a \,||\, R_i = R. \quad (6)$$

Um den Abfall der Verstärkung gegenüber dem mittleren Wert V_m zu kennzeichnen, bezieht man eine beliebige Verstärkung zweckmäßig auf diesen Normalwert. Aus den Gleichungen (3), (5) und (6) erhalten wir dann für den uns interessierenden Betrag

$$\frac{|\mathfrak{V}_1|}{V_m} = \frac{V_1}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega C_g \cdot R}\right)^2}}. \quad (7)$$

Nach Definition erhalten wir daraus die untere Grenzfrequenz

$$\frac{|\mathfrak{V}_1|}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{für} \quad f_u = \frac{1}{2\pi \cdot C_g \cdot R}. \quad (8a)$$

Im allgemeinen ist $R_a \,||\, R_i \ll R_g$ (besonders bei Trioden), so daß gemäß Gleichung (6) näherungsweise gilt $R \approx R_g$.
Man kann demnach die gebräuchliche Gleichung für f_u,

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot C_g \cdot R_g}, \quad (8b)$$

mit genügender Genauigkeit benutzen.
Der Frequenzverlauf nach Gleichung (7) ist im Bild 3 dargestellt. Aus diesem lassen sich auf Grund vorliegender Schaltelemente die entsprechende Grenzfrequenz oder für eine vorgeschriebene Grenzfrequenz die notwendige Größe des Koppelkondensators für die vorgegebenen Widerstände leicht ermitteln.

Der Einfluß der Katodenkombination

Die negative Gittervorspannung einer Verstärkerröhre wird im allgemeinen durch einen in die Katodenleitung geschalteten Widerstand R_k erzeugt. Diesen überbrückt man zur Vermeidung einer Gegenkopplung mit einem Kondensator C_k.
Eine völlige Aufhebung der Gegenkopplung ist jedoch nur für den technisch nicht zu verwirklichenden Idealfall einer unendlich großen Kapazität möglich. Bei tiefen Frequenzen ergibt sich wegen des zunehmenden kapazitiven Widerstandes ein merklicher Scheinwiderstand zwischen Katode und Masse der Größe

$$\mathfrak{R}_k = \frac{R_k}{1 + j\omega R_k \cdot C_k}. \quad (9)$$

Da $\mathfrak{R}_k$ vom Anodenstrom durchflossen wird, entsteht eine zusätzliche Spannung zwischen Gitter und Katode, die gegenüber der außen angelegten Gitterspannung so phasenverschoben ist, daß eine Verstärkungsminderung eintritt. Wir erhalten die Wirkung einer Gegenkopplung, die man als Stromgegenkopplung bezeichnet, da die in den Eingangskreis zurückgeführte Spannung dem Anodenstrom proportional ist (vgl. auch Bild 4).

Bild 4 entnehmen wir für die Größe der wirksamen Steuerspannung der Röhre

$$\mathfrak{U}_g' = \mathfrak{U}_g - \mathfrak{U}_k = \mathfrak{U}_g - \mathfrak{J}_a \cdot \mathfrak{R}_k. \quad (10)$$

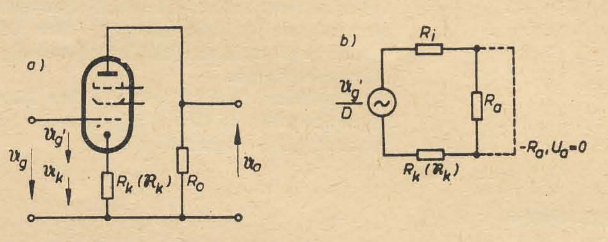


Bild 4: a) Prinzipschaltung einer Stromgegenkopplung
b) Ersatzschaltbild

$\mathfrak{U}_g'$ ist kleiner als die anliegende Gitterspannung, die Röhrenverstärkung demnach geringer. Wir können die gegengekoppelte Röhre als eine Röhre mit veränderten Kennwerten auffassen, deren Größen wir hier aus dem gültigen Ersatzschaltbild berechnen wollen. Die in Röhrentabellen angegebenen Kennwerte beziehen sich auf das statische Verhalten, also auf Kurzschlußbetrieb mit $R_a = 0$, was hier zu berücksichtigen ist.
Die Steilheit der Röhre ist gemäß der Definition

$$S = \left(\frac{\mathfrak{J}_a}{\mathfrak{U}_g}\right)_{\mathfrak{U}_a = 0}$$

Für $R_a = 0$ ist der Anodenstrom gemäß Bild 4 b

$$\mathfrak{J}_a = \frac{\mathfrak{U}_g'}{D} \cdot \frac{1}{R_i + \mathfrak{R}_k}.$$

Mit Gleichung (10) wird dann

$$\mathfrak{J}_a = \frac{\mathfrak{U}_g}{D \cdot R_i + \mathfrak{R}_k (1 + D)} = S \cdot \mathfrak{U}_g \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k (1 + D)}. \quad (11)$$

Das ist der gleiche Anodenstrom, den wir im Kurzschlußfalle für eine Röhre mit der Steilheit S' erhalten würden, denn

$$\mathfrak{J}_a = S' \cdot \mathfrak{U}_g. \quad (12)$$

Die Ersatzsteilheit der gegengekoppelten Röhre ist demnach

$$S' = S \cdot \frac{1}{1 + \mathfrak{R}_k \cdot S (1 + D)}.$$

Aus der Definitionsgleichung des Durchgriffes

$$D = \left(\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a}\right)_{\mathfrak{J}_a = 0}$$

ergibt sich, daß der Durchgriff für den Leerlauffall infolge fehlender Gegenkopplung ungeändert bleibt.

$$D = D'.$$

Aus der Barkhausenschen Röhrengleichung folgt dann für den Innenwiderstand $R_i' = R_i (1 + S \cdot \mathfrak{R}_k (1 + D))$.

Bild 3: $\frac{|\mathfrak{V}_1|}{V_m}$ in Abhängigkeit von ω Cg R

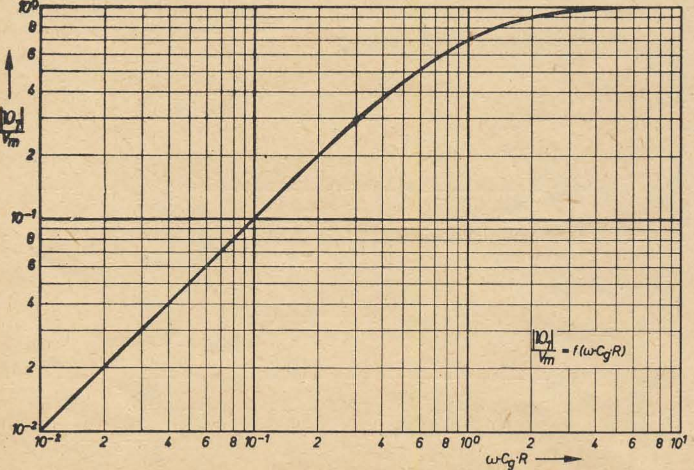
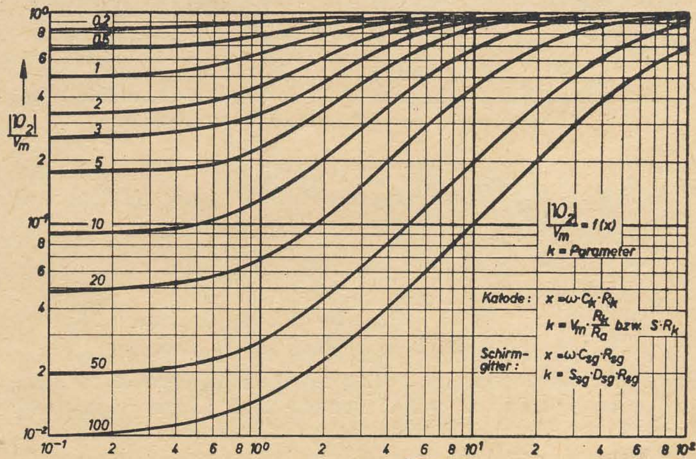


Bild 5: Frequenzgang der Verstärker bei Gegenkopplung durch ein RC-Glied in der Katoden- bzw. Schirmgitterleitung



Für Verstärkerröhren ist im allgemeinen $D \ll 1$, so daß wir für die Kenngrößen der Ersatzröhre erhalten:

$$S' = S \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k}, \tag{13}$$

$$R_i' = R_i\,(1 + S \cdot \mathfrak{R}_k). \tag{14}$$

Der Vorteil dieser Betrachtungsweise ist der, daß die Röhrenverstärkung ohne Berücksichtigung der Gegenkopplung bestimmt werden kann, da die durch die Gegenkopplung bedingten Änderungen bereits in den Ersatzgrößen der neuen Röhre enthalten sind. Mit Gleichung (4) erhalten wir dann für die Verstärkung:

$$\mathfrak{V}_2 = S' \cdot \frac{R_a \cdot R_i'}{R_a + R_i'} = \frac{S}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k} \cdot \frac{R_a \cdot R_i\,(1 + S \cdot \mathfrak{R}_k)}{R_a + R_i\,(1 + S \cdot \mathfrak{R}_k)}$$

$$= V_m \cdot \frac{1}{1 + V_m \cdot \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a}}. \tag{15}$$

Unter Verwendung von Gleichung (9) ist dann

$$\mathfrak{V}_2 = V_m \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_m}{R_a} \cdot \frac{R_k}{1 + j\omega C_k \cdot R_k}} = V_m \cdot \frac{1 + j\omega C_k \cdot R_k}{1 + j\omega C_k \cdot R_k + V_m \cdot \frac{R_k}{R_a}}.$$

Setzen wir

$$\omega C_k R_k = x, \tag{16}$$

$$V_m \cdot \frac{R_k}{R_a} = k, \tag{17}$$

wobei wir für Pentoden infolge $R_i \gg R_a$ für k auch schreiben

$$k = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_k}{R_a} = S \cdot \frac{R_i \cdot R_k}{R_i + R_a} \approx S \cdot R_k, \tag{17a}$$

vereinfacht sich die Gleichung:

$$\frac{\mathfrak{V}_2}{V_m} = \frac{1 + jx}{1 + k + jx}.$$

Für den interessierenden Betrag des Frequenzverlaufes erhalten wir schließlich

$$\frac{|\mathfrak{V}_2|}{V_m} = \frac{V_2}{V_m} = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(1 + k)^2 + x^2}}. \tag{18}$$

Diese Gleichung gilt exakt für Trioden und Pentoden für den Fall, daß der Schirmgitterwechselstrom nicht über den Katodenscheinwiderstand fließt (C_{sg} gegen Erde).
Die relative Amplitudenänderung der Verstärkung in Abhängigkeit von der frequenzabhängigen Größe x für verschiedene Werte des Parameters k ist im Bild 5 dargestellt.

Einfluß der Schirmgitterkombination

Dem Schirmgitter wird über einen Widerstand R_{sg} eine positive Spannung zugeführt. An diesem Widerstand tritt im Betrieb ein Wechselspannungsabfall auf, denn wir können das System Katode—Gitter 1—Gitter 2 als Triode mit dem Arbeitswiderstand R_{sg} auffassen. Die Wechselspannung am Schirmgitter ist der Gitterspannung entgegengerichtet, so daß infolge der Rückwirkung dieser Spannung auf das Gitter über den Durchgriff des Schirmgitters die wirksame Gitterspannung verringert wird, ohne Schirmgitterkondensator also eine Gegenkopplung stattfindet. Um diese verstärkungsmindernde Gegenkopplung zu vermeiden, legt man vom Schirmgitter einen Kondensator gegen Erde, der so groß sein soll, daß das Schirmgitter wechselstrommäßig gegen Erde völlig kurzgeschlossen ist. Da dies praktisch nicht möglich ist, müssen wir den Einfluß dieses endlichen Widerstandes auf den Frequenzgang der Verstärkung untersuchen. Der Scheinwiderstand der Schirmgitterkombination ist

$$\mathfrak{R}_{sg} = \frac{R_{sg}}{1 + j\omega C_{sg} \cdot R_{sg}}. \tag{19}$$

Die durch diese Impedanz hervorgerufene Gegenkopplung läßt sich ebenfalls mit Hilfe des Ersatzschaltbildes berechnen. Es soll hier von einer anderen Möglichkeit Gebrauch gemacht werden.
Für den Anodenwechselstrom einer Pentode gilt allgemein:

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{Steuer} = S \cdot (\mathfrak{U}_{g1} + D_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{sg} + D_3 \cdot \mathfrak{U}_3 + D_a \cdot \mathfrak{U}_a). \tag{20}$$

Die außer der anliegenden Gitterspannung in der Gleichung noch vorhandenen Glieder berücksichtigen die Rückwirkung der anderen Elektroden auf das Steuergitter: ein dem Durchgriff der entsprechenden Elektrode proportionaler Teil der Elektrodenspannung greift auf das Gitter durch und beeinflußt so dessen Steuerpotential, in der Wirkung einer Gegenkopplung vergleichbar wie oben beschrieben.
Da Gitter 3 an Katode liegt, wird $\mathfrak{U}_3 = 0$ und damit

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{g1} + S \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{sg} + \frac{1}{R_i} \cdot \mathfrak{U}_a. \tag{21}$$

Entsprechend gilt für den Schirmgitterstrom

$$\mathfrak{J}_{sg} = S_{sg}\,(\mathfrak{U}_{g1} + D_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{sg} + D_a \cdot \mathfrak{U}_a). \tag{22}$$

Da der Katodenstrom von HF-Pentoden nahezu unabhängig von der Anodenspannung ist,

$$\frac{\mathfrak{J}_a}{\mathfrak{U}_a} = -\frac{\mathfrak{J}_{sg}}{\mathfrak{U}_a} = \frac{1}{R_i},$$

erhalten wir für den Schirmgitterwechselstrom

$$\mathfrak{J}_{sg} = S_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{g1} + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{sg} - \frac{1}{R_i} \cdot \mathfrak{U}_a. \tag{23}$$

Im mittleren Frequenzgebiet stellt der Schirmgitterkondensator praktisch einen Kurzschluß dar, also wird $\mathfrak{U}_{sg} = 0$, und aus Gleichung (20) ergibt sich

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{g1} + \frac{1}{R_i} \cdot \mathfrak{U}_a. \tag{24}$$

Durch Eliminieren von $\mathfrak{U}_{sg}$ aus (21) bringen wir diese auf die gleiche Form wie Gleichung (24) und erhalten dann durch Koeffizientenvergleich die Kennwerte der Ersatzröhre.
Mit der Beziehung $\mathfrak{U}_{sg} = -\mathfrak{J}_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}$ folgt aus (23)

$$\mathfrak{U}_{sg} = \frac{\left(\frac{1}{R_i} \cdot \mathfrak{U}_a - S_{sg} \cdot \mathfrak{U}_{g1}\right) \cdot \mathfrak{R}_{sg}}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}.$$

Durch Einsetzen dieses Wertes in die Gleichung für den Anodenstrom (21) finden wir die gesuchte Beziehung

$$\mathfrak{J}_a = \frac{S}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}} \cdot \mathfrak{U}_{g1} + \frac{1}{R_i} \cdot \frac{1 + (S + S_{sg}) \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}} \cdot \mathfrak{U}_a. \tag{25}$$

Durch die Schirmgitterspannungsgegenkopplung wirkt die Röhre also wie eine solche mit den Ersatzgrößen

$$S' = \left(\frac{\mathfrak{J}_a}{\mathfrak{U}_{g1}}\right)_{\substack{\mathfrak{U}_a = 0 \\ \mathfrak{U}_{g3} = 0}} \qquad S' = \frac{S}{1 + D_{sg} \cdot S_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}; \tag{26}$$

$$R_i' = \left(\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{J}_a}\right)_{\substack{\mathfrak{U}_{g1} = 0 \\ \mathfrak{U}_{sg} = 0}} \qquad R'_i = R_i \frac{1 + D_{sg} \cdot S_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}{1 + (S + S_{sg})\, D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}. \tag{27}$$

Die Gegenkopplung bewirkt also eine Verkleinerung von Steilheit und Innenwiderstand, nach der Barkhausenschen Röhrengleichung mit einer Erhöhung des Durchgriffes verbunden. Bei HF-Pentoden ist nun der Innenwiderstand der Röhre stets so groß, daß trotz der vorliegenden Erniedrigung infolge Gegenkopplung wegen $R_i \gg R_a$ die Gleichung (4) gültig ist und in unserem Falle für die Verstärkung gilt

$$\mathfrak{V}_3 = S' \cdot R_a = \frac{S \cdot R_a}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}} = V_m \cdot \frac{1}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}} \tag{28}$$

(für $R_i \gg R_a$ nach Gleichung 3a). Mit (19) ergibt sich daraus

$$\frac{\mathfrak{V}_3}{V_m} = \frac{1}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \frac{R_{sg}}{1 + j\omega C_{sg} \cdot R_{sg}}} = \frac{1 + j\omega C_{sg} \cdot R_{sg}}{1 + j\omega C_{sg} \cdot R_{sg} + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot R_{sg}}.$$

Wir setzen nun

$$\omega C_{sg} \cdot R_{sg} = x, \tag{29}$$

$$S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot R_{sg} = k \tag{30}$$

und erhalten danach:

$$\frac{|\mathfrak{V}_3|}{V_m} = \frac{V_3}{V_m} = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(1 + k)^2 + x^2}}. \tag{31}$$

Diese Gleichung ist mit der für den Einfluß der Katodenkombination abgeleiteten Gleichung (18) identisch, nur besitzen die die Frequenz enthaltende Variable x und der Parameter k eine unterschiedliche Bedeutung. Für beide untersuchten Fälle können wir also den frequenzabhängigen Verlauf der Verstärkung durch die Kurvenschar (Bild 5) beschreiben. Man muß nur die unterschiedlichen Bedeutungen von x und k beachten.

Fortsetzung auf Seite 674

„Bastei" – ein Kleinsuper für UKW und Mittelwelle

Das Rundfunkgerät „Bastei" ist ein 6/9-Kreis-Allstromempfänger mit Mittelwellen- und UKW-Bereich. Auf den Lang- und Kurzwellenbereich wurde bewußt verzichtet, da erfahrungsgemäß der größte Teil der Rundfunkhörer diese Bereiche nicht benutzt. Besonderer Wert wurde von den Konstrukteuren auf einen ausgefeilten Niederfrequenzteil gelegt. Die Wellenbereichsumschaltung und die Einstellung der Klangfarben erfolgen mit Drucktasten.

UKW-Eingangsschaltung

Der UKW-Teil ist mit der Röhre UCC 85 bestückt, deren erstes System als HF-Vorstufe in Zwischenbasisschaltung arbeitet, das heißt, die Erdverbindung liegt an einem Abgriff der Gitterspule von Tr_1. Der Eingangskreis ist mit C_6 auf Bandmitte abgestimmt. Ein ZF-Saugkreis für 10,7 MHz, der aus C_4 und L_1 gebildet wird, soll das Eindringen von Störungen, die in der Nähe der Zwischenfrequenz liegen, verhindern. Als Schutz gegen Selbsterregung dieser Stufe im Dezimeterbereich dient die Drossel Dr_1. Über C_{15} wird die Empfangsfrequenz dem zweiten System der Röhre UCC 85 zugeführt, das als selbstschwingende Mischstufe arbeitet. Die Oszillatorfrequenz wird durch induktive Rückkopplung erzeugt. Die frequenzbestimmenden Glieder C_8, C_{10}, C_{11}, C_{12} und Tr_2 liegen im Anodenkreis. Die Wicklungshälften der Gitterspule, über die die Rückkopplung erfolgt, bilden mit C_{16} und der Gitter-Katodenkapazität der Mischröhre eine Brückenschaltung. In der einen Diagonale wird die verstärkte Empfangsfrequenz zugeführt, in der anderen liegt die Oszillatorfrequenz. Auf diese Art verhindert man die Kopplung der Oszillatorfrequenz auf die Vorröhre, wodurch sonst eine Störabstrahlung des Empfängers auftreten würde.

Auf die Röhre UCC 85 folgt das 1. ZF-Bandfilter für UKW mit C_{13}, C_{14}, C_{17}, L_3 und L_4. Die Schwingkreiskapazität des Sekundärkreises wird aus der Schaltkapazität, der Eingangskapazität der Röhre UCH 81 und der Kapazität der abgeschirmten Leitung zum Gitter gebildet. Die über C_{17} abfallende ZF-Spannung wird über C_{15} dem Gitter der Mischröhre UCC 85 zugeführt. Dadurch wird die nachteilige Wirkung der Anoden-Gitterkapazität aufgehoben. Bei UKW-

---

Fortsetzung von Seite 673

Der Gesamtfrequenzverlauf

Die drei unabhängig voneinander untersuchten Einflüsse auf den Frequenzgang der Verstärkung bei tiefen Frequenzen treten nun in der Praxis immer zusammen auf. Durch jede dieser Ursachen sinkt bei gegebener Frequenz die Verstärkung von V_m auf V_1 (7) bzw. V_2 (18) bzw. V_3 (31) ab. Die daraus resultierende Gesamtverstärkung besitzt dann eine relative Frequenzabhängigkeit, die näherungsweise durch die Gleichung

$$\frac{|\mathfrak{V}_{ges}|}{V_m} = \frac{V_{ges}}{V_m} = \frac{|\mathfrak{V}_1| \cdot |\mathfrak{V}_2| \cdot |\mathfrak{V}_3|}{{V_m}^3} = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot V_3}{{V_m}^3} \quad (32)$$

beschreibbar ist. In den 0,7fachen Abfall bei der unteren Grenzfrequenz der gesamten Schaltung gehen alle drei Einflüsse multiplikativ ein. Im Gegensatz zu dem vereinfachten Fall, daß wir nur den Einfluß von V_1 betrachten, ergibt sich bei Beachtung aller Faktoren bei der gleichen Frequenz möglicherweise ein größerer Verstärkungsabfall, unsere Grenzfrequenz würde also damit bei einem höheren Wert liegen, die Qualität der Schaltung wäre verschlechtert.

Zahlenbeispiel

An Hand eines praktischen Zahlenbeispiels soll die Arbeit mit den Diagrammen näher erläutert werden. Für eine NF-Verstärkerstufe nach Bild 6 sind die drei frequenzabhängigen Schaltelemente (C_g, C_k, C_{sg}) für eine Grenzfrequenz der Gesamtschaltung bei 50 Hz zu bestimmen.

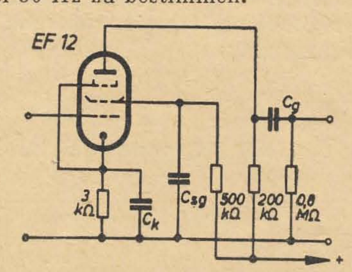


Bild 6: Schaltung der Verstärkerstufe für das Rechenbeispiel

Verteilen wir den Abfall der Verstärkung gleichmäßig auf alle drei Einflüsse, so ergibt sich für jeden einzelnen ein zulässiger Abfall auf den 0,9-fachen Wert der mittleren Verstärkung. Die benötigten Kennwerte der Röhre entnehmen wir einer Röhrentabelle oder besser noch dem Kennlinienfeld der entsprechenden Röhre, da im allgemeinen für die Schaltung als Widerstandsverstärker die Angaben in den Röhrentabellen unvollständig sind. (Steilheit hier geringer als bei HF-Verstärkern, da hier wesentlich kleinere Schirmgitterspannungen.)

Für eine EF 12 erhalten wir: $S = 1{,}2$ mA/V, $R_i = 2$ MΩ
$S_{sg} = 0{,}4$ mA/V, $D_{sg} = 4\%$

Steht ein Kennlinienfeld zur Verfügung, so kann man sich die Steilheit im Arbeitspunkt aus der meist angegebenen Verstärkung berechnen. Dabei ist die Größe der in der Röhrentabelle angegebenen Widerstandswerte zu beachten. ($V = 160$ für EF 12, RFT-Röhrentaschenbuch.)

Gemäß Gleichung 3 ergibt sich für S ein Wert von

$$S \approx 1{,}1 \text{ mA/V}.$$

Das stimmt mit dem angegebenen Wert noch recht gut überein. Die ebenfalls in Tabellen nicht enthaltene Schirmgittersteilheit läßt sich aus dem Verhältnis von Schirmgitter- zu Anodenstrom ermitteln, da sich die Steilheiten ebenso verhalten.

$$\frac{I_{sg}}{I_a} = \frac{S_{sg}}{S_a}.$$

Aus der Tabelle ergibt sich ein Stromverhältnis von 1 : 3, also beträgt die Schirmgittersteilheit $S_{sg} = 0{,}4$ mA/V.

a) Kopplungskondensator C_g:

Aus Bild 3 folgt für $\frac{V_1}{V_m} = 0{,}9 \quad \omega C_g \cdot R = 2.$

Mit $R = 980$ kΩ (Gleichung 6) ergibt sich dann das notwendige C_g

$$C_g = \frac{2}{\omega \cdot R} \approx 6{,}5 \text{ nF}.$$

b) Katodenkondensator C_k:

Den Parameter k bestimmen wir nach Gleichung 17a, wobei zu beachten ist, daß V_{m2} die mittlere Röhrenverstärkung darstellt.

$$k = V_{m2} \frac{R_k}{R_a} \approx S \cdot R_k \approx 3{,}25.$$

Aus dem zulässigen Abfall der Verstärkung um 10% (entspricht einem Abfall auf den 0,9-fachen Wert) ergibt sich das $x = \omega C_k \cdot R_k$ aus Bild 5, $x = 10$, und daraus die Größe des Kondensators $C_k \approx 10\ \mu F$.

c) Schirmgitterkondensator C_{sg}:

Der Wert des Parameters wird nach (30) $k = S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot R_{sg} = 8$, aus Bild 5 liest man für $x = \omega C_{sg} \cdot R_{sg} \approx 18$ ab.

Die notwendige Kapazität wird damit $C_{sg} = 0{,}115\ \mu F$.

In der Praxis wird man selbstverständlich die nächst höheren handelsüblichen Kapazitätswerte verwenden. Man hat dann in jedem Falle die Gewähr, daß die geforderte Grenzfrequenz von 50 Hz unbedingt eingehalten ist. Bei Verwendung kleinerer Werte, liegt die Grenzfrequenz höher.

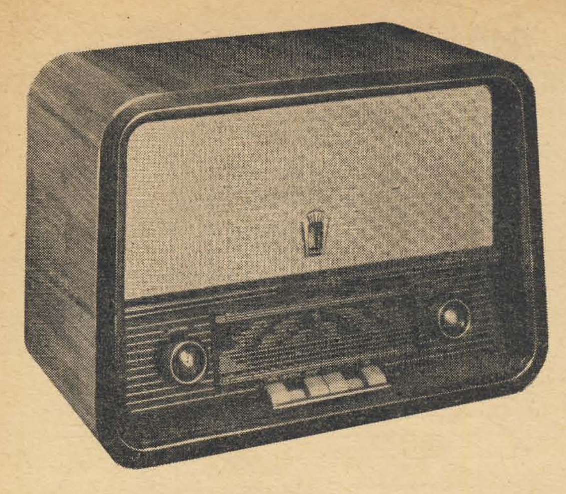
Umgekehrt läßt sich aus gegebenen Kapazitätswerten für jede der drei Erscheinungen der sich ergebende Verstärkungsabfall aus dem Diagramm ermitteln. Man geht dann den umgekehrten Weg. Über den entsprechenden Wert des Parameters k läßt sich der für ein durch den Kapazitätswert bestimmtes x ergebende Verstärkungsabfall aus den Kurven entnehmen.

Literatur

Rothe-Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker.
Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker.
Bartels: Grundlagen der Verstärkertechnik.
Pitsch: Lehrbuch der Funkempfangstechnik.

Bastei

VEB Funkwerk
Dresden



Im Gegensatz zum „Dominante" wird der „Bastei" nur in einer Ausführung (s. o.) geliefert, obwohl das Gerät vom Funkwerk Dresden zur Herbstmesse 1956 bereits in einem hübschen modernen Gehäuse vorgestellt wurde [s. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1956) S. 575]



Technische Daten

Stromart:
Allstrom

Spannung:
220 V

Leistungsaufnahme:
etwa 55 W

Röhrenbestückung:
UCC 85, UCH 81, UF 89, UABC 80, UL 84, UM 80

Wellenbereiche:
U 87 ··· 100 MHz
M 520 ··· 1650 kHz

Anzahl der Kreise:
AM 6, FM 9

Zwischenfrequenz:
AM 453 kHz; FM 10,7 MHz

Schwundausgleich:
auf zwei Stufen rückwärts wirkend

Empfindlichkeit:
U 5 μV, M 15 μV

Lautstärkeregler:
niederfrequent

Klangfarbenregelung:
3 Drucktasten: Sprache, Orchester, Baß

Tonabnehmeranschluß:
vorhanden

Anschluß für Zusatzlautsprecher:
niederohmig

AM-Spiegelselektion bei 1400 kHz:
1 : 350

9-kHz-Selektion bei 600 kHz:
1 : 1000

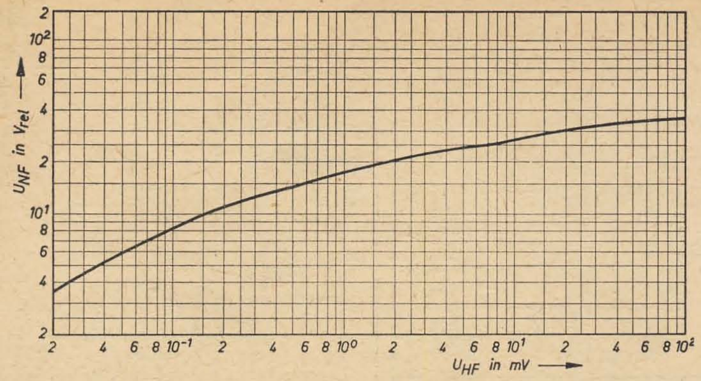
FM-Spiegelselektion:
1 : 25

300-kHz-Selektion:
1 : 100

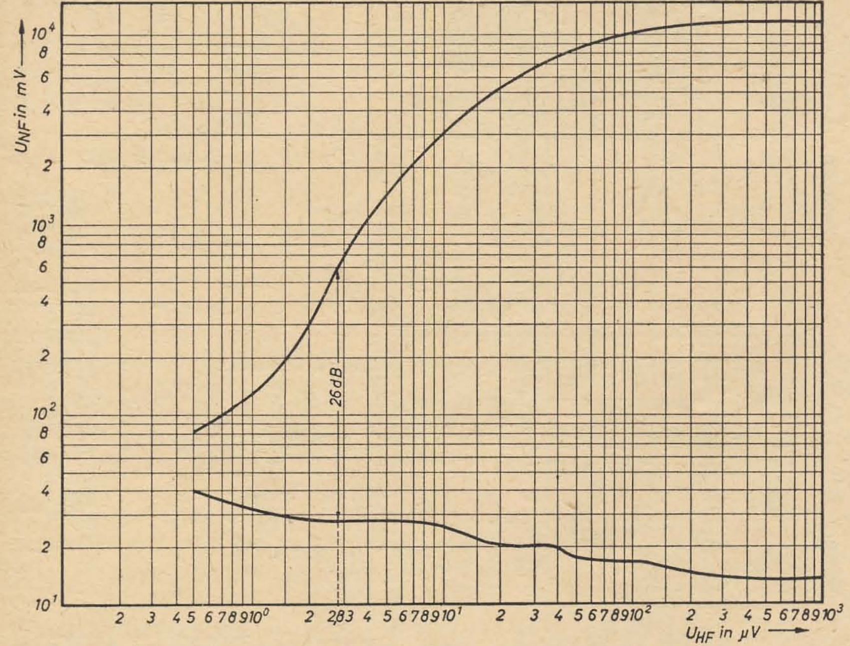
Abmessungen:
535 × 380 × 265 mm

Gewicht:
etwa 10 kg

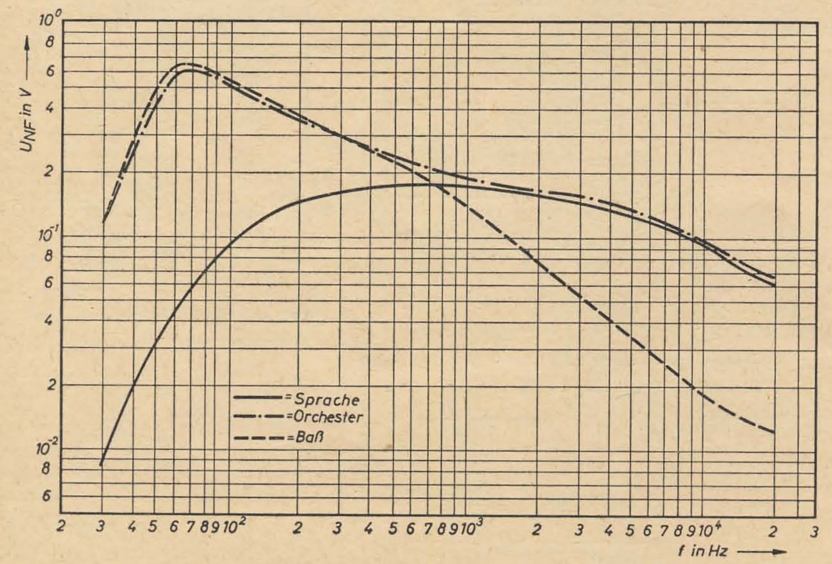
* gemessen bei UKW ohne Signal
Alle übrigen Meßwerte gemessen bei MW.



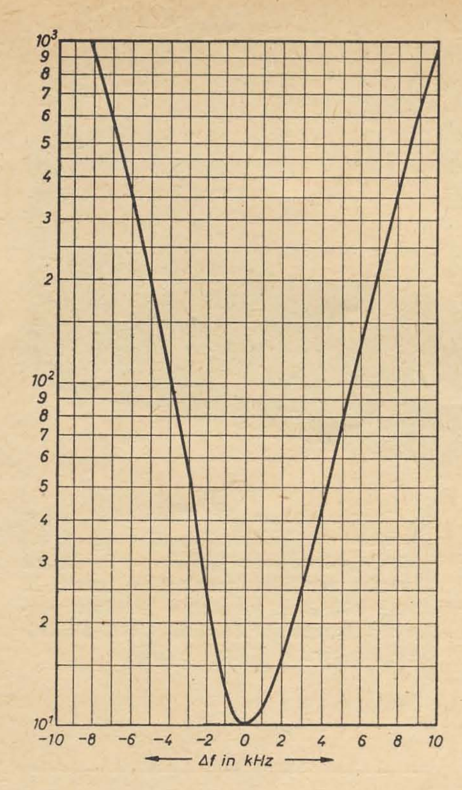
Regelkurve bei f = 600 kHz, f_m = 400 Hz, m = 30 %



Rauschabstand bei FM · f_h = 92 MHz, f_m = 400 Hz, $\Delta f = \pm 12{,}5$ kHz



NF-Frequenzgang · f_h = 91 MHz, Lautstärkeregler etwa 1/3 aufgedreht



AM-Selektionskurve

Empfang muß der Mittelwellenoszillator außer Tätigkeit gesetzt werden, um die ZF von 10,7 MHz weiter verstärken zu können. Dies erfolgt mit Schaltkontakt 1/I, der den Gitterkreis des Oszillators kurzschließt.

Eingang bei Mittelwellenempfang

Bei Mittelwellenempfang wird die Röhre UCC 85 nicht benutzt und der Kurzschluß über dem Eingangskreis Tr_3, C_{21}, C_{23} für Mittelwelle aufgehoben. Das Eingangssignal gelangt über C_{19} und den Eingangskreis an das Steuergitter des Mischsystems der UCH 81. Der ZF-Saugkreis, L_5, C_{20}, ist auf 453 kHz abgestimmt und soll das Eindringen von Störungen, die in der Nähe der Zwischenfrequenz liegen, verhindern. Über den Gitterableitwiderstand R_4 wird der Mischröhre die Schwundregelspannung zugeführt. Der Mittelwellenoszillator arbeitet mit induktiver Rückkopplung. Die frequenzbestimmenden Glieder sind Tr_4, C_{22}, C_{28} und C_{29}. Zur Kontrolle der Oszillatorschwingung wird der Schwingstrom am erdseitigen Ende von R_7 durch Auftrennen der Leitung gemessen. Er soll etwa 150 µA betragen.

ZF-Verstärker

Die mit der Röhre UF 89 bestückte Verstärkerstufe stellt für UKW die 2. und für Mittelwelle die 1. ZF-Verstärkerstufe dar. Die Bandfilter L_6, L_7 und L_8, L_9 mit den zugehörigen Schwingkreiskondensatoren sind hintereinandergeschaltet. Man kann dies tun, da die Kondensatoren C_{32}, C_{35} mit je 200 pF für die hohe Zwischenfrequenz von 10,7 MHz das Mittelwellenbandfilter praktisch kurzschließen. Andererseits stellen die Spulen L_6 und L_7 des UKW-Bandfilters bei der niedrigen Frequenz von 453 kHz einen sehr kleinen Wechselstromwiderstand dar, so daß das UKW-Bandfilter unwirksam wird. Mit dem Schalter S 1/II wird der Primärkreis des UKW-Filters bei Mittelwellenempfang zusätzlich kurzgeschlossen, um zu verhindern, daß Oberwellen des Mittelwellenoszillators in den Zwischenfrequenzteil gelangen. Bei UKW-Empfang wirkt die RC-Kombination R_{11}, C_{36} als Amplitudenbegrenzer, das heißt, daß amplitudenmodulierte Störungen, wie z. B. Netzgeräusche und Störungen, verursacht von Schaltfunken oder

Blitz, beseitigt werden, so daß sie im Lautsprecher nicht hörbar sind. Bei Mittelwellenempfang ist die Röhre UF 89 an die Regelspannung angeschlossen, so daß die Begrenzung unwirksam wird. Die verstärkte Zwischenfrequenz gelangt über die Filter Tr_5, C_{38}, L_{10}, C_{39} und L_{11}, C_{40}, L_{12}, C_{41} an den Demodulator.

Empfangsgleichrichtung

Die Diode dI der Röhre UABC 80 besorgt bei Mittelwelle die Empfangsgleichrichtung. Als Ladekondensator dient C_{42} und als Belastungswiderstand, über den die NF-Spannung abfällt, der 300-kΩ-Widerstand. Über R_{18} wird die Niederfrequenz dem Klangregister zugeführt und über R_{21}, dessen Widerstandswert zusammen mit der Kapazität des Kondensators C_{51} die Zeitkonstante bestimmt, die Schwundregelspannung abgenommen.

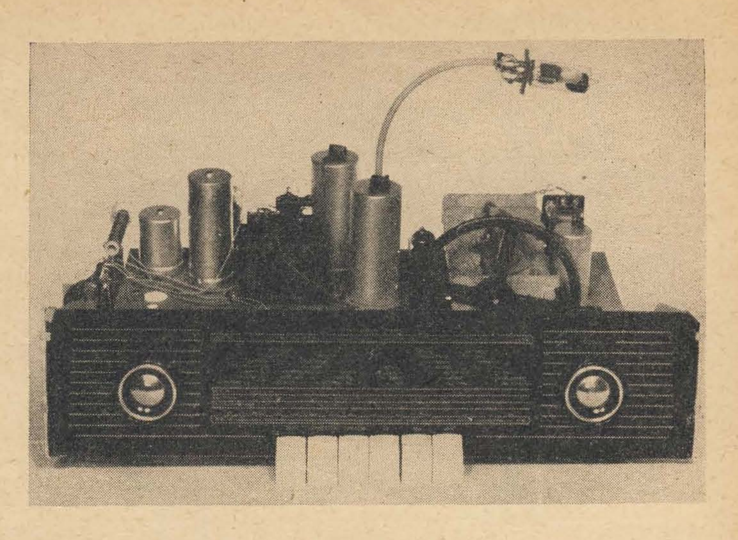
Bei UKW-Empfang arbeiten die Diodenstrecken d II, d III als FM-Ratiodetektor. Ein besonderes Merkmal dieser Art der Gleichrichtung ist der Elektrolytkondensator C_{47} (6 μF). Um einen sicheren Kurzschluß der Hochfrequenz herbeizuführen, ist diesem der Kondensator C_{46}, der eine kleine Eigeninduktivität hat, parallel geschaltet. Die Niederfrequenz wird über das Siebglied C_{45}, R_{16}, C_{44} entnommen und über den Umschalter S 1/II dem Klangregister zugeführt.

Abstimmanzeige

Zur Abstimmanzeige wird die Röhre UM 80 benutzt. Die Steuerung erfolgt bei Mittelwelle durch die Schwundregelspannung und bei UKW (S 1/I geschlossen) mit der Summenspannung des Ratiodetektors, die über dem Ladekondensator C_{47} liegt und den langsamen Schwankungen des Trägers folgt. Bei Schallplattenwiedergabe wird das Magische Auge abgeschaltet.

Klangregister

Das Klangregister gestattet eine Veränderung der Klangfarbe in drei Stufen: „Sprache", „Orchester" und „Baß".



Chassisansicht des 6/9-Kreis-Kleinsupers „Bastei"

Stellung „Sprache": Die über R_{18} bzw. über R_{16} zugeführte Niederfrequenz gelangt über einen Hochpaß, der aus C_{49}, R_{23}, C_{50}, R_{24} gebildet wird, zum NF-Verstärker.

Stellung „Orchester": Hierbei überbrückt der Kondensator C_{48} den Hochpaß, so daß auch tiefere Frequenzen hörbar werden.

Stellung „Baß": Durch Drücken dieser Taste werden die hohen Frequenzen geschwächt. Indem der Widerstand R_{23} durch die Schaltkontakte kurzgeschlossen wird, bestimmt das aus R_{18}, C_{49} und C_{50} gebildete RC-Glied den Frequenzgang. Der NF-Verstärker wird über C_{48} angekoppelt.

NF-Verstärker und Endstufe

Die NF-Vorverstärkung besorgt das Triodensystem der Röhre UABC 80. Im Eingang liegt der Lautstärkeregler R_{24}. Über den darunterliegenden Widerstand R_{25} erfolgt eine Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers. Mit Hilfe der Glieder R_{37}, C_{55} wird der Frequenzgang des NF-Verstärkers korrigiert. Die Gittervorspannung für das Triodensystem erhält man durch den Gitterstrom, der über R_{26} (10 MΩ) einen Spannungsabfall hervorruft. Die Endröhre UL 84 wird in üblicher Weise über C_{54} angekoppelt. Der Ausgangstransformator ist primärseitig angezapft. Dadurch wird eine Brückenschaltung gebildet. In einem Zweig liegt der Innenwiderstand der Endröhre und der obere Teil des Tr_6, der andere Zweig wird durch R_{34} (800 Ω) und dem unteren Teil des Ausgangstransformators gebildet. Diese Brücke ist so abgeglichen, daß die Sekundärseite brummspannungsfrei ist.

Netzteil

Die Betriebsspannung wird durch den Gleichrichter Gr_1 und nachfolgende Siebung mit C_{58}, C_{59}, C_{60}, R_{35} gewonnen. Den Einschaltstromstoß, der die Heizfäden der Röhren und die Skalenlampen gefährden könnte, beseitigt der Heißleiter R_{38}. Der zweite Heißleiter bewirkt beim Durchbrennen einer Skalenlampe einen niederohmigen Nebenschluß, so daß das Gerät auch in diesem Falle noch spielfähig ist. Die Drosseln Dr_3 und Dr_2 mit den zugehörigen Siebkondensatoren dienen zur gegenseitigen Entkopplung der HF-Röhren.

L. SCHMIEDEKIND

Der Frequenzgang beim Magnettonverfahren Teil 1

Das Magnettonverfahren ist durch die Einführung der HF-Vormagnetisierung an die Spitze aller Aufzeichnungsverfahren gerückt und hat sich seitdem ein großes Anwendungsgebiet erobert. In den letzten Jahren hat dieses Verfahren auch weiten Eingang in Amateurkreise gefunden. Für den Bau und vor allem für das Einstellen eines Tonbandgerätes sind einige Kenntnisse über die Grundlagen notwendig. Darüber hinaus sind gewisse Normen eingeführt worden, die im wesentlichen die frequenzmäßige Entzerrung einer Magnettonanlage betreffen. Diese Festlegungen sollten auch vom Amateur berücksichtigt werden, um eine Austauschbarkeit von Bandaufnahmen zu ermöglichen.

Wiedergabe

Der Aufzeichnungsvorgang beim Magnettonverfahren erfolgt in bekannter Weise durch Magnetisierung eines gleichförmig bewegten Tonträgers (Band) mittels eines Sprechkopfes. Die auf dem Band verbleibende Magnetisierung, auch remanenter Fluß oder Bandfluß genannt, steht dabei, trotz der Kompliziertheit der magnetischen Vorgänge, in einem linearen Zusammenhang mit dem zur Aufzeichnung verwendeten Strom. Die nun folgenden Betrachtungen erstrecken sich zunächst auf den Abtastvorgang einer Aufzeichnung, die mit konstantem remanenten Bandfluß angenommen werden soll.

Omega-Gang der Hörkopfspannung

Beim Abtastvorgang läuft der Tonträger mit seiner magnetisierten Seite (Schicht) am Spalt des Hörkopfes vorbei. Die aus dem Band austretenden Kraftlinien (äußerer Bandfluß) werden durch den magnetischen Kreis des Hörkopfes kurzgeschlossen und induzieren in dessen Wicklung eine Spannung. Nach dem Induktionsgesetz gilt: $U = a \frac{d\Phi}{dt}$. Hierbei bedeutet a einen Proportionalitätsfaktor und $\frac{d\Phi}{dt}$ die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses Φ, der für alle Frequenzen als konstant vorausgesetzt wurde. Die Gleichung besagt, daß die Hörkopfspannung

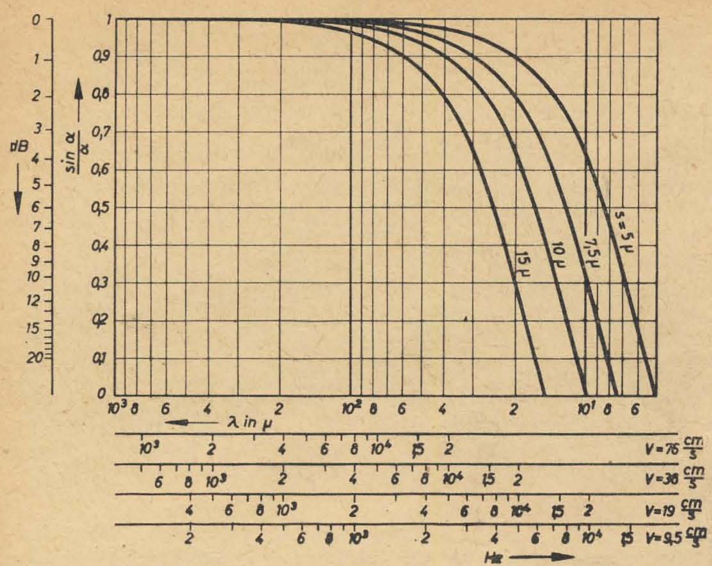


Bild 1: Spaltfunktion $\frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}}$ für s = 5; 7,5; 10 und 15 μ

der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses und damit der abgetasteten Frequenz proportional ist. Dieser sogenannte Omega-Gang der Hörkopfspannung ist der allgemein üblichen Leerlaufabtastung eigen (Hörkopf im Leerlauf). Im Bereich höherer Frequenzen tritt jedoch ein merklicher Amplitudenabfall ein, der durch verschiedene Ursachen bedingt ist. Der erwähnte lineare Anstieg der Hörkopfspannung mit 6 dB pro Oktave wird also bei höheren Frequenzen durch verschiedene Effekte überdeckt.

Einfluß des Spaltes

Die auf dem Band aufgezeichnete Wellenlänge λ steht mit der Tonträgergeschwindigkeit v und der zur Aufzeichnung benutzten Frequenz f in dem bekannten Zusammenhang: $\lambda = \frac{v}{f}$. Sobald die Spaltbreite des Hörkopfes nicht mehr vernachlässigbar klein gegenüber der aufgezeichneten Wellenlänge ist, treten die sog. Spaltverluste in Erscheinung. Die aus der Tonfilmtechnik bekannte Spaltfunktion hat näherungsweise auch für die Magnettontechnik Gültigkeit [1]. Durch Integration des vor dem Abtastspalt gelegenen Teiles einer aufgezeichneten cos-Funktion erhält man den Ausdruck: $\left|\frac{\sin a}{a}\right|$, der als Spaltfunktion bezeichnet wird. Dabei bedeutet: $a = \pi \frac{s}{\lambda}$, wobei s die wirksame Spaltbreite bezeichnet. Wie zu ersehen ist, hat diese Funktion für $s = \lambda$ eine Nullstelle, so daß Auslöschung der Hörkopfspannung erfolgt. Weitere Nullstellen ergeben sich für ganzzahlige Vielfache der Wellenlänge $s = n\lambda$. Für den Aufzeichnungsvorgang ist jedoch nur der Teil der Spaltfunktion unterhalb der ersten Nullstelle von Bedeutung. Bild 1 zeigt die Dämpfung der Hörkopfspannung durch den Spalteffekt für verschiedene Spaltbreiten und Bandgeschwindigkeiten. Für ein Verhältnis $\frac{s}{\lambda} = 0{,}25$ beträgt der Amplitudenabfall nur etwa 1 dB und für $\frac{s}{\lambda} = 0{,}5$ etwa 4 dB. Eine Dämpfung dieser Größenordnung ist durchaus noch tragbar, da sie sich ohne weiteres elektrisch entzerren läßt. Aus Bild 1 ist weiter zu erkennen, daß die Verwendung kleiner Spaltbreiten nur bei geringen Bandgeschwindigkeiten sinnvoll ist. Spaltbreiten unter 10 μ bringen beispielsweise bei den höheren Bandgeschwindigkeiten von 76 und 38 cm/s keine Vorteile. Die wirksame Spaltbreite des Hörkopfes ist dabei nicht genau gleich der geometrischen Spaltbreite zu setzen, doch kann näherungsweise mit dieser gerechnet werden.

Kopfverluste

Ein weiterer Höhenabfall der Wiedergabespannung ist durch die bei höheren Frequenzen auftretenden Kopfverluste bedingt. Hierzu rechnen vor allem die Wirbelstrom- und Hystereseverluste. Durch besonders feine Lamellierung des Kernes und durch Verwenden eines magnetischen Werkstoffes mit schmaler Hysteresiskurve (Mu-Metall) können diese Dämpfungen jedoch gering gehalten werden. Bei der frequenzmäßigen Entzerrung einer Magnettonanlage sind diese Verlustanteile bei der Einstellung des Wiedergabeverstärkers zu berücksichtigen, wie später noch gezeigt wird. Schließlich muß bei der Wiedergabe noch mit ohmschen Verlusten in der Hörkopfwicklung und gegebenenfalls mit Anpassungsverlusten gerechnet werden. Die letztgenannten Dämpfungsanteile können jedoch unberücksichtigt bleiben, da sie einerseits gering sind, andererseits durch die Art der Messung am Wiedergabeverstärker eliminiert werden können.

Weitere Einflüsse auf den Frequenzgang

Wie erwähnt, wird der aus dem Band austretende magnetische Fluß (äußerer Bandfluß) durch den Kern des Hörkopfes kurzgeschlossen. Das Band läuft dabei tangential auf den Kopf auf und liegt in einem gewissen Bereich vor und hinter dem Spalt direkt an. Die Berührungsfläche zwischen Kopf und Band (Kopfspiegel) darf dabei nicht zu klein sein, damit die Wiedergabe tiefer Frequenzen (große Wellenlänge) keine unnötige Dämpfung erfährt. Dieser Umstand ist besonders bei den größeren Bandgeschwindigkeiten zu beachten. Der Kontakt zwischen Band und Hörkopf soll möglichst eng sein; aus diesem Grund ist ein gewisser Flächendruck des Bandes auf den Kopfspiegel erforderlich.

Die Wiedergabe hoher Frequenzen wird schließlich durch eine Schrägstellung des Abtastspaltes gegenüber der Aufzeichnungsrichtung beeinträchtigt. Ein genaues Eintaumeln der Köpfe ist besonders beim Austausch von Bandaufnahmen zu beachten, da bereits eine geringe Winkelabweichung einen unzulässigen Höhenabfall zur Folge hat [2]. Im Bild 2 ist der Einfluß der Schrägstellung bei einer Frequenz von 10 kHz für die beiden Bandgeschwindigkeiten 38 und 19 cm/s dargestellt. Die Winkeldifferenz bezeichnet die Schrägstellung des Abtastspaltes gegenüber der Aufzeichnungsrichtung.

Ein möglicher Anstieg der Hörkopfspannung im Bereich höherer Frequenzen kann durch Resonanz der Hörkopfwicklung erfolgen. Diese Erscheinung tritt jedoch nur bei hochohmigen Köpfen bei Induktivitäten ab etwa 1 H auf.

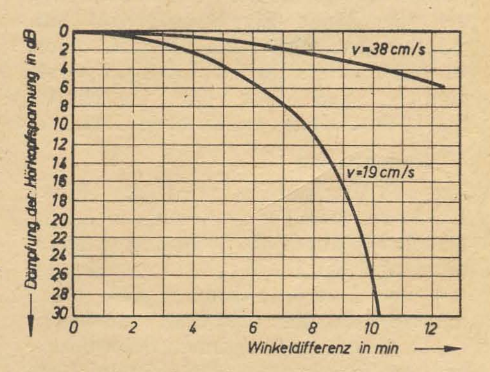


Bild 2: Dämpfung der Hörkopfspannung in Abhängigkeit der Winkeldifferenz zwischen Abtastspalt und Aufzeichnungsrichtung

Aufnahme

Während beim Abtastvorgang strenge Proportionalität zwischen dem äußeren Bandfluß und der im Hörkopf induzierten Spannung besteht, ist beim Aufsprechvorgang eine Proportionalität zwischen Aufsprechstrom und remanenter Magnetisierung nicht von vornherein gegeben. Erst durch Einführung einer Vormagnetisierung (Gleichstrom-, später HF-Vormagnetisierung) war es möglich, die Aussteuerungskennlinie zu linearisieren [3].

Bandflußdämpfung

Bei konstant gehaltenem Aufsprechstrom erhält man im Bereich tieferer Frequenzen einen ebenfalls konstanten Bandfluß. Mit kleiner werdender Wellenlänge tritt jedoch eine starke Abnahme des remanenten Bandflusses auf, die durch den sog. Selbstentmagnetisierungseffekt bedingt ist. Dieser rührt u. a. daher, daß sich die Kraftlinien bei kleinen Wellenlängen schon teilweise im Band selbst schließen und keinen Beitrag mehr zum äußeren Bandfluß liefern können. Der Entmagnetisierungsfaktor kann annähernd durch die Funktion $e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda}}$ beschrieben werden, die rein experimentell gefunden wurde. Dabei bedeutet λ die aufgezeichnete Wellenlänge

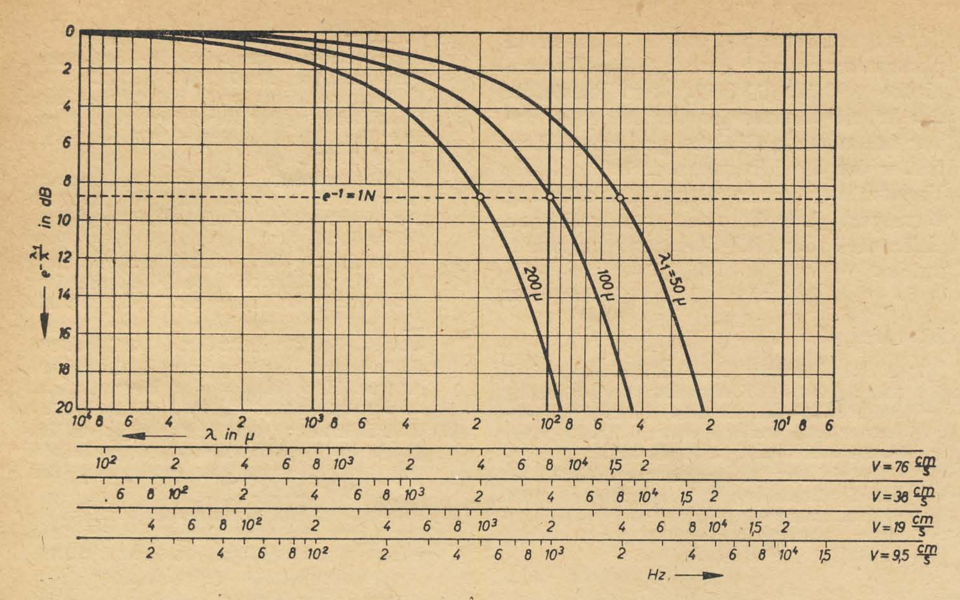


Bild 3: Selbstentmagnetisierungsfunktion $e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda}}$ für $\lambda_1 = 50$, 100 und 200 μ

und λ_1 die charakteristische Wellenlänge des Bandes [4]. λ_1 ist eine Materialkonstante; sie ist unabhängig von der Bandgeschwindigkeit bzw. Frequenz und bezeichnet diejenige Wellenlänge, bei der der äußere Bandfluß eine Dämpfung von $e^{-1} = 1$ N (Neper) erfährt, gegenüber einer Aufzeichnung mit genügend großer Wellenlänge. Der Verlauf der Selbstentmagnetisierungsfunktion $e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda}}$ für $\lambda_1 = 50$, 100 und 200 μ ist im Bild 3 dargestellt. Der Faktor λ_1 liegt bei den heute herstellbaren Bändern etwa zwischen 50 und 80 μ; man erkennt daraus, daß der Einfluß der Selbstentmagnetisierung schon bei wesentlich größeren Wellenlängen Bedeutung gewinnt als die Spaltfunktion für die Wiedergabe. Im Sinne einer Bandersparnis ist man ständig bemüht, die Bandgeschwindigkeit herabzusetzen, möglichst unter Beibehaltung des Frequenzganges. Dies führt jedoch nur dann zu einem Erfolg, wenn die charakteristische Wellenlänge λ_1 der Bänder ebenfalls herabgesetzt wird [5]. Eine Verkleinerung des Selbstentmagnetisierungsfaktors und damit bessere Höhenwiedergabe kann in gewissem Maße durch Vergrößern der Koerzitivkraft der Bänder erreicht werden. Magnetische Werkstoffe mit größerer Koerzitivkraft bezeichnet man als magnetisch härter. Ein solches Band wurde unter der Bezeichnung CH-Band in den Handel gebracht. Magnetisch härtere Bänder benötigen gegenüber den magnetisch weicheren (C-)Bändern eine größere HF-Vormagnetisierung und einen höheren Löschstrom.

Sprechkopf

Der Kern des Sprechkopfes ist in der üblichen Art lamelliert und besteht wie der Hörkopf, aus einem Material mit großer magnetischer Leitfähigkeit (große Permeabilität) und geringen Verlusten. Der Kern wird aus zwei Teilen (Ringkopf) bzw. drei Teilen (Spitzkeilkopf) derart zusammengesetzt, daß einerseits der Arbeitsspalt und andererseits ein Entmagnetisierungsspalt entsteht. Dieser rückwärtige Spalt soll durch Scherung der Hysterese die Remanenz des Kernmaterials herab setzen und eine Linearisierung der Flußabhängigkeit vom Sprechstrom bewirken. Durch die hohe Permeabilität des Kernmaterials bedingt, treten die Kraftlinien erst unmittelbar an den Spaltkanten nach außen, wodurch eine geringe wirksame Spaltbreite erzielt wird. Dieser Effekt wird weiterhin dadurch unterstützt, daß der Spalt mit einer Folie aus Beryllium-Kupfer ausgefüllt ist, die durch Ausbildung von Wirbelströmen den magnetischen Streufluß nach außen drängt. Da beim Aufsprechvorgang nur der abfallende Teil des magnetischen Feldes vor dem Spalt eine Aufzeichnung auf dem Band hinterläßt, ist die effektive Spaltbreite des Sprechkopfes stets kleiner als die geometrische. Die wirksame Breite des Aufsprechspaltes wird jedoch durch die HF-Vormagnetisierung weiterhin verringert, da der Abfall des Spaltfeldes an den Spaltkanten steiler wird. Die effektive Spaltbreite ist von der Größe des HF-Vormagnetisierungsstromes abhängig und normalerweise so klein, daß innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches kein Amplitudenverlust durch Spalteffekt auftritt.

HF-Vormagnetisierung

Die auf dem Tonträger verbleibende Aufzeichnung, auch Remanenz genannt, ist zunächst kein getreues Abbild der niederfrequenten Schwankung des Flusses im Sprechkopf. Die Remanenzkennlinie oder dynamische Kennlinie 1. Art (Remanenz als Funktion der Feldstärke) zeigt in der Nähe des Nullpunktes eine starke Krümmung, so daß große nichtlineare Verzerrungen entstehen. Durch Anwenden einer Gleichstrom-Vormagnetisierung war es möglich, den Arbeitsbereich in einen geradlinigeren Teil der Kennlinie zu verlegen und die genannten Verzerrungen herabzusetzen. Die Einführung der HF-Vormagnetisierung brachte eine weitere Linearisierung der Arbeitskennlinie (dynamische Kennlinie 2. Art), eine Erweiterung des Aussteuerungsbereiches und eine wesentliche Verringerung des Rauschens [6], [7], [8]. Völlige Linearität der Aufzeichnung müßte einen Klirrfaktor Null ergeben; praktisch wird jedoch nur ein Klirrfaktorminimum bei ein oder zwei bestimmten HF-Vormagnetisierungsströmen erreicht. Die Einstellung der optimalen Vormagnetisierung kann nur durch Messen erfolgen und ist bei den einzelnen Bandsorten unterschiedlich. Die Empfindlichkeit (Hörkopfspannung bei konstantem Aufsprechstrom) ist ebenfalls von der Größe der HF-Vormagnetisierung abhängig; der grundsätzliche Verlauf von Klirrfaktor und Ausgangsspannung als Funktion des Vormagnetisierungsstromes ist im Bild 4 dargestellt. Empfindlichkeit und Klirrfaktor hängen weiterhin von der Größe des NF-Sprechstromes ab und werden zweckmäßigerweise für kleine NF-Amplituden ermittelt. Die optimale Vormagnetisierung ist darüber hinaus von der Frequenz der Aufzeichnung abhängig und wird im Bereich höherer Niederfrequenzen kleiner. Bei der Einstellung der Vormagnetisierung ist somit ein Kompromiß zwischen Frequenzgang, Klirrfaktor und Rauschabstand notwendig. Das betriebsmäßige Einstellen des HF-Stromes erfolgt im Bereich zwischen dem Maximum der Empfindlichkeit und dem zweiten Klirrfaktorminimum (Bild 4), bei Aufzeichnung einer NF von 1000 Hz. Die Frequenz der Vormagnetisierung ist im allgemeinen unkritisch. Sie soll jedoch hoch genug gewählt werden, um keine Aufzeichnung auf dem Band zu hinterlassen, um die wirksame Spaltbreite gering zu halten und um die Bildung von Kombinationstönen mit der Niederfrequenz zu vermeiden. Andererseits darf die HF wegen der Wirbelstrom- und Hystereseverluste des Sprechkopfes nicht zu hoch gewählt werden. Bei den heute üblichen Spaltbreiten von etwa 20 μ für den Sprechkopf liegt die erzeugte Hochfrequenz etwa bei 80 bis 100 kHz, bei Heimtongeräten jedoch teilweise auch tiefer.

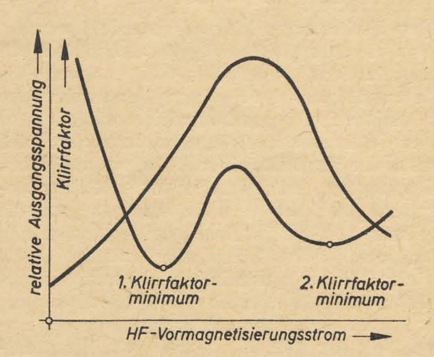


Bild 4: Relative Ausgangsspannung und Klirrfaktor als Funktion der HF-Vormagnetisierung

Rauschen

Das Rauschen ist in der Hauptsache eine Bandeigenschaft und wird sowohl durch die Inhomogenität der Schicht, als auch durch die Rauhigkeit der Oberfläche bedingt, wodurch ein wechselnder magnetischer Kontakt zwischen Tonband und Kopf entsteht [9]. Eine Gleichfeldmagnetisierung des Tonträgers macht sich ebenfalls als Rauschen bei der Wieder-

gabe störend bemerkbar. Eine permanente Magnetisierung des Sprechkopfes ist daher unter allen Umständen zu vermeiden. Der rückwärtige Spalt dieses Kopfes setzt jedoch, wie erwähnt, eine mögliche Remanenz stark herab. Durch ungewollte Berührung der Köpfe mit einem magnetischen Werkzeug oder durch Schaltvorgänge kann leicht eine permanente Magnetisierung zustande kommen. Eine auf dem Hörkopf verbleibende Remanenz wirkt sich zwar ebenfalls als Rauschen aus; falls die Magnetisierung nicht allzu groß ist, reicht sie jedoch nicht aus, um einen bleibenden Gleichfluß auf dem Band zu hinterlassen, so daß nach Beseitigung der Hörkopfremanenz die Aufnahme wieder einwandfrei abgehört werden kann.

Die Wirkung einer Gleichstromvormagnetisierung entsteht weiterhin, wenn der Vormagnetisierungs- oder Löschstrom phasenverschobene geradzahlige Harmonische enthält [7] [10]. Beim Einstellen des Arbeitspunktes des Oszillators ist daher besonders auf einen geringen Klirrfaktor der Hochfrequenz zu achten. Die Verwendung einer Gegentaktschaltung verringert jedoch einen quadratischen Klirranteil des HF-Stromes von vornherein.

Wird fortgesetzt

Literatur

[1] O. Schmidbauer: Das Feld des harmonisch magnetisierten Tonbandes; die Abtastung im Leerlauf, bei idealem Hörkopf und extremer Spaltbreite, Frequenz, Nr. 10 (1952) S. 281 und Nr. 11 (1952) S. 319.

[2] E. Altrichter: Methoden zur Einstellung der Spaltrichtung und zur Messung des Aufzeichnungswinkels bei Magnetbandanlagen, Nachrichtentechnik, Nr. 5 (1956) S. 214.

[3] O. Schmidbauer: Beitrag zur Analyse des Aufsprechvorganges beim HF-Magnetofon, Funk und Ton, Nr. 7 (1957) S. 341.

[4] F. Grammelsdorf und W. Guckenburg: Klassifizierung der Magnettonträger, Funk und Ton, Nr. 5 (1952) S. 247 und Nr. 6 (1952) S. 311.

[5] W. Guckenburg: Die Wechselbeziehung zwischen Magnetband und Ringkopf bei der Wiedergabe, Funk und Ton, Nr. 1 (1950) S. 24.

[6] R. Oerding: Der Aufzeichnungsvorgang beim Magnettonverfahren, Funk und Ton, Nr. 5 (1951) S. 262 und Nr. 6 (1951) S. 297.

[7] Die HF-Vormagnetisierung des Magnetbandes, Funktechnik, Nr. 4 (1953) S. 108.

[8] K. Schwarz: Beitrag zur Klärung des inneren Mechanismus der Magnettonaufzeichnung, Frequenz, Nr. 2 (1952) S. 37.

[9] W. Puhlmann: Über die magnetischen Vorgänge in Tonträgern und Magnetköpfen von Magnettongeräten, Funk und Ton, Nr. 2 (1951) S. 65.

[10] R. Oerding: Ein Beitrag zum Problem des Rauschens bei der Magnetton-Schallaufnahme, Funk und Ton, Nr. 4 (1950) S. 199.

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Empfängerröhren, VEB Funkwerk Erfurt

Ing. M. JANSEN und Ing. H. WIESEMANN

Spezielle Meßgeräte für die Röhrenprüfung

Um den ständig steigenden Bedarf an Elektronenröhren befriedigen zu können, müssen für ihre Fertigung neue automatische Herstellungsverfahren herangezogen werden. Gleichzeitig steigen aber die Anforderungen an die Röhre immer mehr. Durch neue Frequenzbereiche, die Rundfunk und Fernsehen erschließen, und durch vielfältige Anwendung in der Impulstechnik und in der Elektronik entstehen immer neue Aufgabengebiete, wobei teilweise sehr komplizierte und empfindliche Schaltungen verwendet werden, in denen die Röhren enge Toleranzen einhalten müssen.

Diese Forderungen können nur erfüllt werden, wenn ein sehr gleichmäßiger konstanter Fertigungsdurchlauf eingehalten wird und wenn die Gleichmäßigkeit der Fertigung durch zahlreiche gründliche Prüfungen kontrolliert wird.

Diese elektrischen Prüfungen erstrecken sich neben der Kontrolle einer Reihe von statischen Kennwerten bei verschiedenen Elektrodenspannungen jetzt auch immer mehr auf die dynamischen Kennwerte, die bei der Anwendung der betreffenden Röhre eine wichtige Rolle spielen. Unter dynamischen Kennwerten versteht man Meßwerte, die mit Wechselspannung in Schaltungen gemessen werden, die der Anwendung der Röhre im Gerät weitgehend entsprechen.

Es ist verständlich, daß diese Messungen, die sich der Praxis der Röhrenanwendung möglichst annähern sollen, nicht in allen möglichen Schaltungen durchgeführt werden können. Vielmehr benutzt man Standardschaltungen, die ein Urteil über das Verhalten der Röhren zulassen, ohne daß die Streuungen oder Verluste der übrigen Schaltelemente einen zu großen Einfluß haben. Als Beispiel sei erwähnt, daß man die Sprechleistung in LC-Kopplung an einem ohmschen Widerstand mißt, um die Verluste des Ausgangsübertragers auszuschalten. Die dynamischen Messungen bei der Röhrenherstellung können in zwei Gruppen eingeteilt werden:

1. Messung von Kennwerten,
2. Messung von Störeffekten.

Die Kennwerte, die für das Verhalten der Röhre in der Schaltung maßgebend sind, können in bezug auf die Notwendigkeit ihrer steten Überprüfung in drei Gruppen eingeteilt werden.

1. Kennwerte, die an jeder gefertigten Röhre gemessen werden, z. B. Steilheit, Arbeitspunkt, Emission, Isolation und ähnliche.
2. Kennwerte, die in Stichprobenmessung kontrolliert werden, z. B. Mischsteilheit, Kapazitätswerte, NF-Verstärkung, Sprechleistung u. ä.
3. Kennwerte, die bei der Entwicklung der Röhre festgelegt und gemessen werden und auch nur in längeren Zeitabständen vom Labor überprüft werden, z. B. Eingangswiderstand bei hohen Frequenzen, Rauschwiderstand, Funkeleffekt, Kreuzmodulationsfaktor u. ä.

Als Störeffekte werden die in der Röhre zusätzlich zum Nutzsignal entstehenden Spannungsänderungen bezeichnet, die entweder physikalisch bedingt sind oder durch Fehler in der Röhrenmontage, durch ungleichmäßige Materialien oder Bauweise entstehen und sich als Krachen, Klingen, Brummen und Rauschen äußern. Auch hier kann man unterscheiden zwischen Untersuchungen, die im Labor, und zwischen Reihenmessungen, die in der Röhrenfertigung durchgeführt werden müssen, um eine vorgeschriebene Qualität zu halten.

Um bei der unbedingt notwendigen Steigerung der Röhrenproduktion auch eine Verbilligung der Fertigung zu erreichen, müssen alle Messungen beschleunigt und vereinfacht werden. Das gilt sowohl für die Serienmessungen als auch für Stichprobenmessungen. Es ist dafür aber notwendig, die teilweise komplizierten Messungen, die oft mehrere Einstellungen und einen Brückenabgleich erfordern, auf andere Meßverfahren zurückzuführen, so daß nur noch einfache Instrumentenablesungen oder Gut/Schlecht-Entscheidungen notwendig sind.

Es soll nun an einigen Spezialmeßgeräten für die Röhrenfertigung gezeigt werden, wie diese Forderungen im Zentrallaboratorium für Empfängerröhren im VEB Funkwerk Erfurt erfüllt werden.

Gerät zum Messen der Sprechleistung

Die Sprechleistung von Endverstärkerröhren wird in den Röhrendaten gewöhnlich bei einem bestimmten Klirrfaktor angegeben, bei Pentoden z. B. bei 10%. Wenn auch ein Klirrfaktor von 10% heute für eine gute Musikübertragung nicht mehr als zulässig angesehen werden kann, so hat die Angabe doch ihre Berechtigung, da in diesem Punkt auch bei stark gegengekoppelten Endröhren die Grenze der Sprechleistung erreicht ist. Bild 1 veranschaulicht dies, wobei die obere Kennlinie für die Endröhre allein gilt, die untere dagegen für eine gegengekoppelte Endstufe.

Da der die Leistung hauptsächlich bestimmende R_{iL}-Wert der Röhre wegen der dann auftretenden Schirmgitterüberlastung nicht direkt gemessen werden kann und auch Arbeitspunkt und Steilheit nicht genügend Aufschluß geben, ist es vorteilhaft, eine Leistungsmessung auch in der Serienfertigung durchzuführen. Dabei können Endröhren in dieser einen Messung vollkommen ausreichend beurteilt werden.

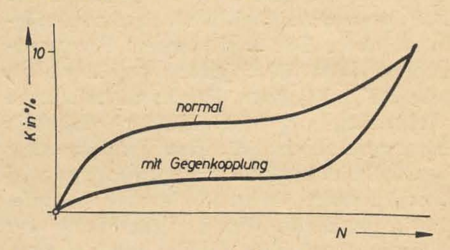


Bild 1: Leistung/Klirrfaktor Diagramm

Die üblichen Klirrfaktormeßbrücken, bei denen eine allmähliche Annäherung an den Sollwert bei mehrmaligem Umschalten zwischen den Effektivwerten der Oberwellen und der Grundwelle notwendig ist, sind für eine Serienmessung zu umständlich und zeitraubend. Für das im folgenden beschriebene Gerät wurde daher ein neues Klirrfaktormeßverfahren entwickelt (Wirtschaftspatent 21 e/32314).

Wie aus der Prinzipschaltung Bild 2 zu ersehen ist, stellt sich die zu messende Prüfröhre durch den Katodenwiderstand R_k auf ihren Arbeitspunkt ein. Durch den klirrarmen Tongenerator wird die Röhre mit einer Wechselspannung von f = 800 Hz ausgesteuert. An der Anode wird die an der Drossel Dr entstehende Wechselspannung über den Koppelkondensator C_a auf den einstellbaren Außenwiderstand R_a gegeben. In Reihe mit diesem Außenwiderstand liegt der Wechselstrommesser. Parallel zu R_a wird über ein Potentiometer P ein Teil der Anodenwechselspannung an einen Katodenverstärker geführt,

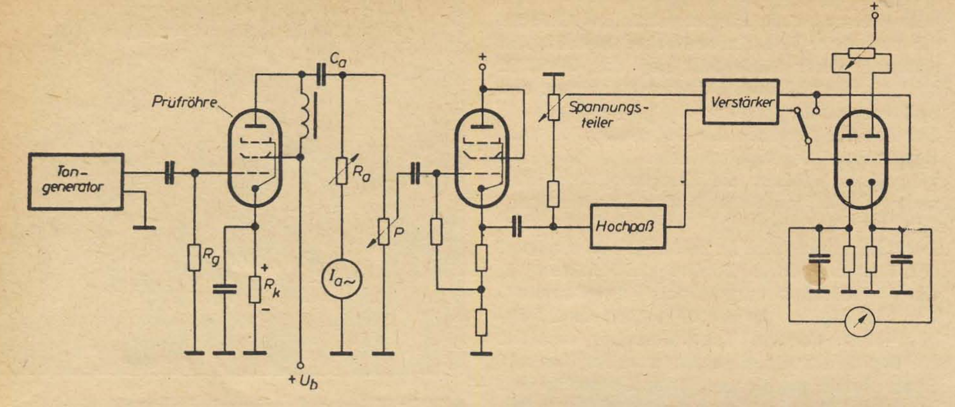


Bild 2: Leistungsmeßgerät, Prinzipschaltbild

der als Trennstufe und Impedanzwandler arbeitet. Von hier aus wird die Wechselspannung über einen Spannungsteiler, der entsprechend der Größe des gewünschten Klirrfaktors in % gewählt wird, auf einen Verstärker und ein Differenzröhrenvoltmeter gegeben. Parallel dazu liegt dieselbe Wechselspannung an einem Hochpaß mit einem Dämpfungsdipol bei 800 Hz und wird über einen ganz ähnlichen Verstärker dem zweiten System des Differenzröhrenvoltmeters zugeführt. Sind jetzt die Effektivwerte des durch den Spannungsteiler geteilten Gesamtgemisches und der durch den Hochpaß gefilterten Oberwellen gleich, so zeigt das Instrument des Röhrenvoltmeters keine Abweichung aus seiner Mittellage.
Bei der Messung wird die Prüfröhre so weit ausgesteuert, bis das Nullpunktinstrument des Röhrenvoltmeters in Null-Lage kommt. Dann stimmt der Klirrfaktor der Anodenwechselspannung mit dem am Spannungsteiler vorgewählten Wert (z. B. 10%) überein.
Die am Nullinstrument des Röhrenvoltmeters entstehende Verstimmungsspannung kann dazu benutzt werden, die Tongeneratorspannung elektronisch oder mit Motor auf den richtigen Wert einzuregeln, so daß die Einstellung vollautomatisch erfolgt. Am Anodenwechselstrominstrument wird die Sprechleistung entsprechend der Formel $N_a = I_a^2 \cdot R_a$ abgelesen. Bei feststehendem R_a kann die Skala des Instrumentes in Watt geeicht werden.

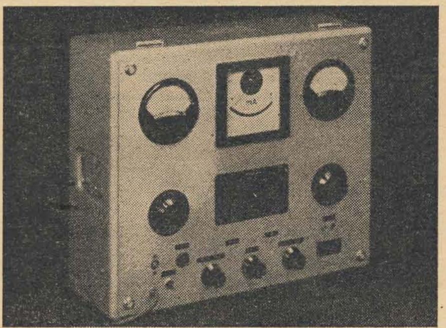


Bild 3: Leistungsmeßgerät

Das im Bild 3 gezeigte Leistungsmeßgerät wurde als Zusatzgerät zu einem normalen Scheibenmeßtisch entwickelt. Dabei werden die zu messenden Röhren aus der Meßscheibe gespeist und auch wie üblich in die Meßposition eingefahren. Hier ist nur der Katodenwiderstand und die Anodendrossel zusätzlich eingebaut. Durch diese Anordnung wird die Meßgeschwindigkeit bedeutend erhöht und die Leistungsmessung nimmt kaum mehr Zeit in Anspruch als eine normale Strommessung.

Der mit „Scheibenmeßtisch" bezeichnete Meßtisch, wie er in den Prüffeldern der RFT-Röhrenwerke überwiegend eingesetzt ist, hat neben dem eigentlichen Tisch, in dem die Meßinstrumente und die Stromversorgung untergebracht sind, eine etwa 80 cm große Meßscheibe. Auf diese werden 20 Röhren in Meßfassungen auf dem Umfang verteilt aufgesetzt, wobei durch Schleifkontakte die Stromversorgung derart an die Röhren geführt ist, daß immer eine Röhre gemessen wird, während die anderen Röhren vorbelastet werden.

Durch Drehen der Meßscheibe mit Hilfe eines motorischen Antriebes können alle 20 Röhren verhältnismäßig schnell nacheinander auf einen Kennwert durchgemessen werden. Dann werden die Spannungen und die Strombereiche der Instrumente für den nächsten Kennwert eingestellt und die Röhren werden wieder nacheinander gemessen.

Geräusch- und Brummspannungsmeßgerät

Für die Verwendung von Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker in hochempfindlichen Geräten ist die Bestimmung des Eigenstörgeräusches sehr wichtig. Es handelt sich hier sowohl um Netzbrummen, verursacht durch den Heizfaden, als auch um Rauschen oder gar Prasseln.
Ein Meßgerät hierfür muß so ausgelegt sein, daß unabhängig von Fremdstörungen nur die eigenen Störspannungen der Prüfröhre gemessen werden. Für diesen Zweck wurde ein Röhrenvoltmeter mit quadratischer Kennlinie für effektivwertrichtige Anzeige mit einem dreistufigen Vorverstärker und drei verschiedenen Frequenzbereichen, die durch umschaltbare RC-Filter gewählt werden können, entwickelt (Bild 4).
Die Prüfröhre wird als NF-Verstärker in einem Meßvorsatz betrieben. Die Anodenwechselspannung wird auf den Eingang des eigentlichen Meßgerätes gegeben, dreistufig verstärkt und dann nach Gleichrichtung vom Instrument angezeigt. Die zwischen Stufe 2 und 3 befindlichen umschaltbaren Filter stehen normalerweise in Stellung „Rauschen und Brummen", d. h., daß ein linearer Frequenzgang von 20 Hz bis 10 kHz eingestellt ist. Sollte die Röhre eine unzulässig hohe Störspannung anzeigen, so kann durch Umschalten der Filter auf „Brummen" oder „Rauschen" festgestellt werden, um was für eine Störfrequenz es sich handelt. In Stellung „Brummen" werden Filterbereiche von 20 bis 300 Hz und in Stellung „Rauschen" Filterbereiche von 400 Hz bis 5 kHz eingeschaltet, letztere sind auf die Ohrempfindlichkeit abgestimmt.
Es ist wichtig, daß das Meßgerät nur die reinen Störspannungen der Prüfröhre anzeigt, und daß Störungen, die durch die Verdrahtung, durch Einstreuungen und schlechte Isolationswiderstände entstehen können, ferngehalten werden. Hierzu sind folgende Voraussetzungen notwendig: Der Meßvorsatz muß sehr sorgfältig verdrahtet sein, die Heizzuführung ist von der übrigen Schaltung gut zu trennen. Eine Kontrolle der Anordnung auf Brauchbarkeit ist nun nicht durch eine Gleichstromheizung des Meßvorsatzes möglich, sondern man muß ihn wie bei der späteren Messung mit Wechselstrom speisen und eine Kontrollröhre mit verkürzten Heizstiften, die also nicht in die Fassung reichen, aus einer Batterie mit Gleichstrom heizen. Jetzt darf am Oszillografen, der am Ausgang des Meßgerätes angeschlossen werden kann, nur ein reines Rauschen und keine Brummspannung mehr zu erkennen sein, sonst ist die Anordnung nicht brauchbar.
Auch die Eingangsstufe des Meßgerätes darf nicht zur Störspannungsanzeige beitragen. Das bedeutet, daß bei einer angenommenen Mindestverstärkung der Prüfröhre von 20-fach die Eigenstörspannung des Gerätes auf $< 5\ \mu V$ gehalten werden muß.
Dies war möglich durch einen vollkommen getrennten Aufbau der Eingangsstufe im Gerät, wie er sonst nur bei HF-Meßsendern zur Ab-

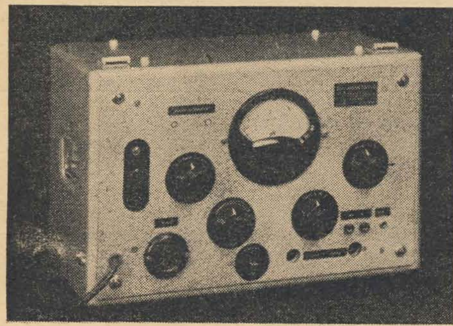
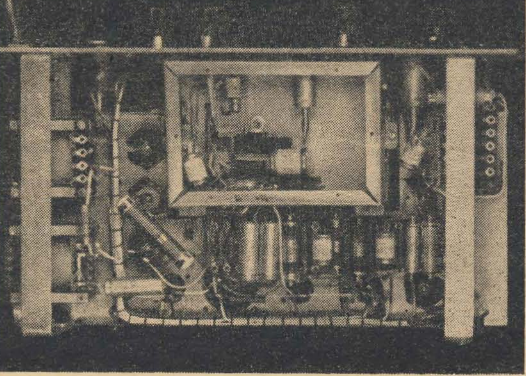
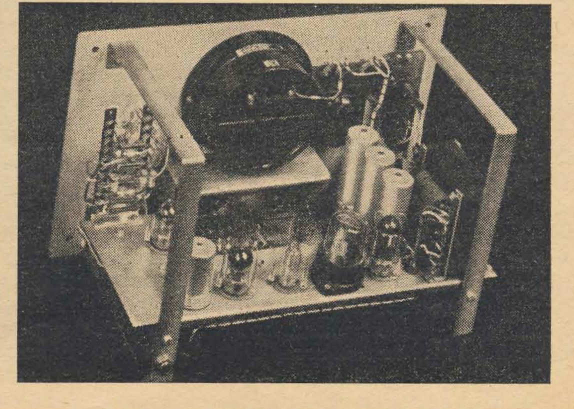


Bild 4: Geräusch- und Brummspannungsmeßgerät





Bilder 5 und 6 zeigen den getrennten Aufbau der Eingangsstufe des Geräusch- und Brummspannungsmeßgerätes

dichtung üblich ist. Aus den Bildern 5 und 6 ist dies zu erkennen. Die Eingangsstufe wird nur an einem günstigen Punkt mit dem Chassis verbunden, im übrigen ist sie vollkommen isoliert aufgebaut. Dadurch war es möglich, die maximal zulässige Störspannung noch zu unterschreiten und trotzdem die Gleichstromheizung für die Eingangsstufe einzusparen. Bei der Entwicklung dieses Gerätes zeigte es sich, daß viel häufiger Chassisströme und Nullpunktverkopplungen die Ursache von Brummstörungen sind als Heizfadenbrumm und zu geringe Siebung.
Der Meßvorsatz ist für einen bestimmten Röhrentyp bzw. Sockelschaltung, z. B. Pentode oder Doppeltriode, ausgelegt. Ein Umschalten mit Schaltern oder Typensteckern auf andere Sockelschaltungen ist aus den angeführten Gründen nicht möglich. Die Betriebsspannung wird normalerweise dem Meßgerät entnommen. Bei sehr niedrigen Meßspannungen, also bei brumm- und rauscharmen Röhren, werden allerdings Anodenbatterien benötigt.
Mit diesem Meßgerät sind auch Übersichtsmessungen des Funkeleffektes möglich. Hierfür wird die Prüfröhre aus einer Heizbatterie und mit Anodenbatterien gespeist, das Filter von 20 ··· 300 Hz eingeschaltet und das Röhrenvoltmeter auf den empfindlichsten Bereich geschaltet. Es läßt sich auf diese Weise bei der EF 86 ein Endausschlag von 1 μV, bezogen auf das Gitter der Prüfröhre, erreichen. Das ist für ein Gerät, das robust und für Serienmessungen aufgebaut ist, ein beachtlicher Wert.

Klingmeßgerät

Zur Beurteilung der Klingeigenschaft einer Röhre ist es üblich, diese Röhre in der Eingangsstufe eines empfindlichen Verstärkers zu betreiben und eine Klinganregung durch Anklopfen mit einem elastischen Hammer herbeizuführen. Der Klingimpuls wird akustisch wahrgenommen oder einem ballistischen Galvanometer zugeführt. Die akustische Wahrnehmung bedingt eine subjektive Beurteilung, die Galvanometermessung erfordert einen relativ großen Zeitaufwand, so daß diese Art der Klingmessung für Serienmessungen ungeeignet ist.
An Stelle des ballistischen Galvanometers wird häufig ein Dämpfungsschreiber verwendet. Mit diesem Gerät läßt sich die Messung selbst relativ schnell ausführen, jedoch erfordert die Auswertung der geschriebenen Klingkurven mindestens nochmals die gleiche Zeit wie die Messung selbst. Die Verwendung eines Dämpfungsschreibers hat außerdem noch den Nachteil, daß bei klingarmen Röhren, wie z. B. EF 86, die mechanische Trägheit des Schreibsystems die richtige Aufzeichnung der Klingkurve verhindert.
Das im ZLE entwickelte Klingmeßgerät vermeidet diese Nachteile. Es ermöglicht eine schnelle Serienmessung und erlaubt eine sofortige objektive Beurteilung der Klingeigenschaft, da das Meßergebnis an Zeigerinstrumenten ablesbar ist und so lange stehen bleibt, bis die Bedienungsperson den Meßwert löscht (Bundespatent 963263 und Wirtschaftspatent 13750).
Bei der Entwicklung des Meßprinzips wurde von den beiden Größen, die einen Klingimpuls kennzeichnen, ausgegangen. Diese Größen sind:

1. Abklingzeit,
2. maximale Klingspitzenspannung.

Der Störeindruck eines Klingimpulses ist in grober Annäherung beiden Größen proportional. Das Meßprinzip beruht darauf, daß beide Größen unabhängig voneinander gemessen und angezeigt werden. Bild 8 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes.
Die Prüfröhre wird auf einem Fallgerät, das als Vorsatzgerät an das eigentliche Meßgerät angeschlossen wird, in normaler Widerstandsverstärkerschaltung betrieben (Bild 7). Die Fassung ist auf einer Schiene montiert, die mit einem Exzenter angehoben und fallen gelassen wird. Dabei ruft die Erschütterung in der Prüfröhre einen Klingimpuls hervor, der an der Anode als Wechselspannungsimpuls auftritt. Dieser Impuls gelangt an die Eingangsstufe des Gerätes, die aus einem Katodenverstärker besteht. Am Ausgang dieser Stufe teilt sich das Gerät in zwei Kanäle auf, in den Zeitmeßkanal und den Spitzenspannungsmeßkanal.
Der Zeitmeßkanal soll die Zeit messen, die vom Beginn des Klingimpulses bis zu dem Zeitpunkt vergeht, in welchem die Klingamplitude einen vorgegebenen, am Gerät einzustellenden Spannungswert unterschreitet.
Der Klingimpuls wird im Zeitmeßkanal zunächst verstärkt und durch Zweiweggleichrichtung in einen Gleichspannungsimpuls umgewandelt. Der Gleichspannungsimpuls steuert einen Flip-Flop-Kreis, der ein Telegrafenrelais schaltet. Bei Beginn des Klingimpulses wird der Kontakt dieses Relais geschlossen, beim Unterschreiten des eingestellten Spannungswertes wieder unterbrochen. Über den Kontakt wird, solange er geschlossen ist, ein Kondensator über einen Hochohmwiderstand aufgeladen. Die erreichte Spannung am Kondensator ist der Klingdauer proportional. Sie wird mit einem Röhrenvoltmeter gemessen, dessen Eingangswiderstand so groß ist, daß die Entladezeitkonstante des Kondensators mehrere Minuten beträgt. Auf diese Weise wurde erreicht, daß der Meßwert bis zum Löschen stehen bleibt. Die Umschaltung der Zeitmeßbereiche erfolgt durch Umschalten der Ladewiderstände.
Diese Zeitmessung gestattet eine selbsttätige Addition mehrerer Meßwerte, so daß eine schnelle Mittelwertsbildung möglich ist.
Im Spitzenspannungsmeßkanal wird der Klingimpuls ebenfalls verstärkt und dann an den Eingang einer Impedanzwandlerstufe geführt. Am Ausgang dieser Stufe liegt die Reihenschaltung einer Diode mit einem Kondensator, der im Ruhezustand mit der Spannung U_c aufgeladen ist. Erscheint am Ausgang des Impedanzwandlers der verstärkte Klingimpuls, dann entlädt sich der Kondensator über die Diode und den Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers auf die Spannung $U = U_c - U_{kl}$, wobei U_{kl} die größte während des Klingimpulses aufgetretene Amplitude, multipliziert mit der Verstärkung des Gerätes, ist. Die Diode verhindert ein Wiederaufladen des Kondensators durch positive Halbwellen am Ausgang des Impedanzwandlers oder durch die Ausgangsspannung des Impedanzwandlers in Ruhestellung. Die Spannungsdifferenz $U_c - U = U_{kl}$ wird ebenfalls mit einem Röhrenvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand gemessen, so daß auch dieser Meßwert eine solche Zeit stehen bleibt, die ein sicheres Ablesen auch durch angelerntes Personal gewährleistet.
Bei dieser Spitzenspannungsmessung kommt es darauf an, daß die Zeitkonstante des Ladekreises, bestehend aus dem Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers, dem Innenwiderstand der Diodenstrecke und der Kapazität des Kondensators C, möglichst klein und die Zeitkonstante des Entladekreises, bestehend aus C und dem Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters, möglichst groß ist.

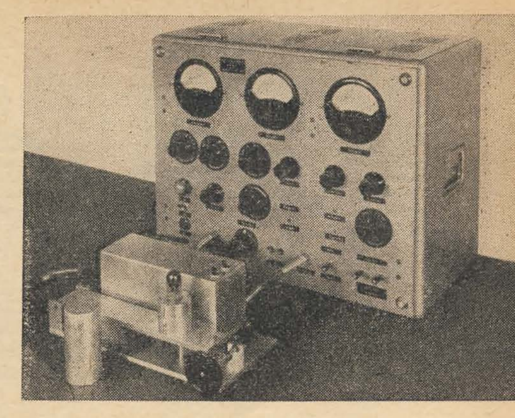


Bild 7: Klingmeßgerät mit Fallgerät

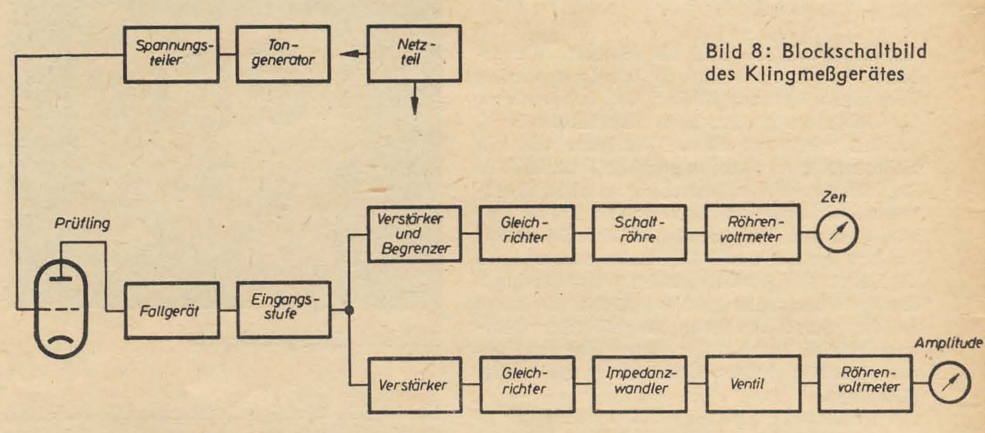


Bild 8: Blockschaltbild des Klingmeßgerätes

Die erreichten Werte sind

$$T_{ladung} < 30\ \mu s,$$
$$T_{entladung} > 10\ min.$$

Bei kürzeren Spannungsspitzen als etwa 100 μs wird nicht der volle Spannungswert angezeigt, sondern ein Wert, der um so kleiner ist, je kürzer der Impuls ist. Solche kurzen Impulse dürften sich jedoch kaum als hörbare Störungen bemerkbar machen, so daß dieser Fehler in Kauf genommen werden kann. Die Eichung des Gerätes erfolgt mit Hilfe des eingebauten 800-Hz-Generators. Ein Spannungsteiler erlaubt die Entnahme von Spannungen von 10 μV bis 1 V_{sp}.

Die wichtigsten technischen Daten des Gerätes

	Abklingzeit	Klingspitzenspannung
Meßbereiche:		
	0,1 s	1 mV
	0,3 s	3 mV
	1 s	10 mV
	3 s	30 mV
	10 s	100 mV
	30 s	
Meßunsicherheit:		
	5 % auf 0,1 s 10 %	5 %
Frequenzgang:		
	100 ··· 10000 Hz ± 1 dB	100 ··· 10000 Hz ± 1 dB
Standzeit der Meßwerte:		
	für $\Delta t < 2$ % > 1 min	für $\Delta U < 2$ % > 1 min

Durchgriffsmeßgerät

Der Durchgriff wird normalerweise durch zwei statische Messungen auf dem Meßtisch bestimmt. Es wird z. B. eine Anodenspannung $U_a = 250$ V eingestellt und die Gittervorspannung festgestellt, die notwendig ist, um einen bestimmten Anodenstrom, z. B. 10 mA, fließen

zu lassen. Dann wird eine andere Anodenspannung, z. B. 200 V, eingestellt und die Gittervorspannung bestimmt, mit der bei dieser Anodenspannung der gleiche Strom (10 mA) fließt. Die Differenz beider Gitterspannungen, dividiert durch die Differenz beider Anodenspannungen, ergibt den Durchgriff

$$D = -\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}; \qquad I_a = \text{konstant.}$$

Diese Messung ist umständlich und relativ ungenau, da sie die Meßfehler aus sechs statischen Meßwerten enthält (U_{a1}, U_{a2}, U_{g1}, U_{g2}, I_{a1} und I_{a2}).

Für genaue und schnelle Durchgriffsmessungen wurde ein Gerät entwickelt, das die Bestimmung von Durchgriffswerten von 0,1% bis 7,5% in zwei Bereichen gestattet (Bild 10). Das Gerät kann auch in Verbindung mit Scheibenmeßtischen für Serienmessungen eingesetzt werden. Das Meßprinzip beruht auf einer Brückenmessung mit Wechselspannung, wobei die Richtung der Verstimmung an einer Magischen Waage EM 83 als Indikator erkennbar ist. Damit wird eine wesentliche Beschleunigung der Messung erzielt.

Entsprechend der Definition des Durchgriffs

$$D = -\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \qquad I_a = \text{konstant}$$

gilt für die Messung mit Wechselspannung

$$D = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} \quad \text{bei } \mathfrak{J}_a = 0.$$

Liegen an der Anode und am Gitter einer Triode Wechselspannungen gleicher Frequenz, aber umgekehrter Phasenlage, dann entspricht das Amplitudenverhältnis beider Spannungen dem Durchgriff der Triode, wenn der Anodenwechselstrom 0 ist.

Daraus ergibt sich folgende Meßmethode (Bild 9):

Die Prüfröhre erhält ihre Betriebsspannung U_b über eine Drossel Dr zugeführt und erzeugt ihre Gittervorspannung automatisch im Katodenwiderstand R_k. Zwischen Gitter und Anode liegt eine Wechselspannung (800 Hz) von etwa 10 V. Der Erdungspunkt dieser Wechselspannung kann mit dem Potentiometer R_1 so verschoben werden, daß das Verhältnis der Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$: Anodenwechselspannung $\mathfrak{U}_a$ in den Grenzen 0 bis 7,5% (0 bis 2,5%) einstellbar ist. Das Spannungsverhältnis $\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a}$ wird dargestellt durch das Widerstandsverhältnis $R_1 : R_2$; R_1 ist als regelbarer Widerstand ausgeführt, und seine Schleiferstellung bestimmt das Verhältnis

$$\frac{R_1}{R_2} = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = D.$$

Die Bedingung $\mathfrak{J}_a = 0$, die erfüllt sein muß, wenn die Gleichung $D = -\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a}$ stimmen soll, bedeutet, daß auch $\mathfrak{U}_k = 0$ sein muß. $\mathfrak{U}_k$ liegt am Eingang eines zweistufigen phasenreinen Meßverstärkers, dessen Ausgangsspannung phasenempfindlich gleichgerichtet und dem Steuergitter des linken Anzeigesystems der EM 83 zugeführt wird. Bei $\mathfrak{U}_k = 0$ ist auch die Ausgangsspannung des Meßverstärkers und damit die Steuerspannung am Gitter der EM 83 Null, beide Leuchtfelder haben gleiche Höhe, da das Gitter des rechten Systems an Masse liegt. Stimmt das Spannungsverhältnis $-\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a}$ nicht mit dem Durchgriff der Prüfröhre überein, dann ergibt sich ein Anodenwechselstrom, der bei $-\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} > D$ die Phasenlage von $\mathfrak{U}_a$ und bei $-\frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} < D$ die Phasenlage von $\mathfrak{U}_g$ hat. Entsprechend verhält sich die Phasenlage von $\mathfrak{U}_k$. Die phasenempfindliche Gleichrichtung ergibt bei einer Spannung am Verstärkereingang mit der Phasenlage von $\mathfrak{U}_a$ eine positive und bei umgekehrter Phasenlage von $\mathfrak{U}_k$ eine negative Spannung. Im ersten Falle wird also das linke Leuchtfeld der EM 83 niedriger und im zweiten Falle höher als das des rechten (Vergleichs-) Systems sein. Somit ist sofort zu erkennen, nach welcher Richtung der Schleifer von R_1 zu drehen ist, um Wechselstromnull in der Prüfröhre einzustellen und damit den angezeigten Durchgriffswert mit dem tatsächlichen Durchgriff in Übereinstimmung zu bringen.

Die Meßgenauigkeit dieses Verfahrens hängt in erster Linie von der Genauigkeit der Bestimmung des Widerstandsverhältnisses $R_1 : R_2$ ab. Die Einstellung des Stromnulls in der Prüfröhre ist durch die hohe Verstärkung des Meßverstärkers so genau möglich, daß Meßungenauigkeiten durch mangelhafte Stromnulleinstellung vernachlässigt werden können.

Die Meßspannung sowie die Steuerspannung für den phasenempfindlichen Gleichrichter werden von einem im Gerät eingebauten 800-Hz-Generator geliefert. Die Anodenspannung für die Prüfröhre wird einem ebenfalls im Gerät enthaltenen elektronisch stabilisierten Netzgerät entnommen.

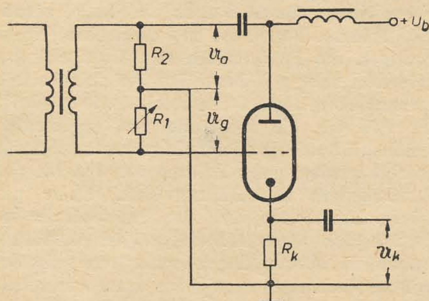
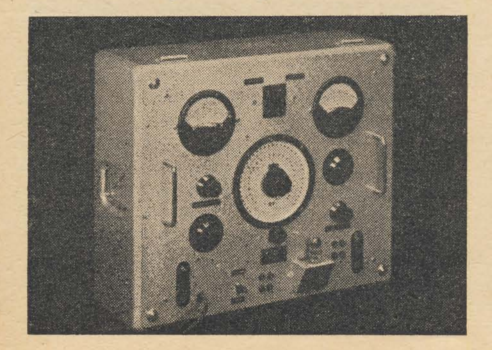


Bild 9: Prinzipschaltbild

Bild 10: Durchgriffsmeßgerät



Die wichtigsten technischen Daten des Gerätes

Meßbereich:	7,5 %, 2,5 %
Meßunsicherheit:	± 1 % vom Meßwert
Meßfrequenz:	800 Hz ± 30 Hz
Meßspannung:	ca. 10 V_{eff}

Mischsteilheitsmeßgerät

Die Mischsteilheit von Hexoden und Oktoden wird normalerweise in einer Schaltung gemessen, die den Betriebsverhältnissen als Mischröhre weitgehend entspricht. Die Betriebsspannungen werden an die Röhre gelegt, das Oszillatorgitter erhält die Oszillatorwechselspannung, so daß sich die Vorspannung dieses Gitters durch den Strom im Gitterableitwiderstand einstellt. Das Mischgitter erhält eine konstante Spannung, die um die Zwischenfrequenz unter der Oszillatorfrequenz liegt. Im Anodenkreis liegt ein niedriger ohmscher Widerstand. Ein Bandfilter kann nicht verwendet werden, weil die Messung möglichst im Kurzschluß erfolgen soll. Der Spannungsabfall an R_a wird mit einem selektiven, auf die Zwischenfrequenz abgestimmten Röhrenvoltmeter gemessen. Die Mischsteilheit ergibt sich dann zu

$$S_c = \frac{\mathfrak{J}_{ZF}}{\mathfrak{U}_g} = \frac{\mathfrak{U}_{ZF}}{R_a \cdot \mathfrak{U}_g}.$$

Diese Messung erfordert einen relativ hohen Aufwand an Meßmitteln und setzt ein hohes technisches Niveau des Meßpersonals voraus. Außerdem ist sie wegen der in Abständen notwendigen Eichung langwierig und nur für Labormessungen geeignet.

Das Meßprinzip, das dem im ZLE entwickelten Mischsteilheitsmeßgerät zugrunde liegt, führt die Messung der Mischsteilheit auf eine einfache Gleichstrommessung zurück, die auch von angelernten Kräften in relativ kurzer Zeit ausgeführt werden kann (Bild 11).

Legt man an die beiden Gitter einer Mischröhre Wechselspannungen gleicher Frequenz, so ist die Höhe des Anodenstromes von der Phasenlage dieser Wechselspannungen zueinander abhängig. Die Anodenstromänderung, die sich zwischen Phasenübereinstimmung und entgegengesetzter Phasenlage ergibt, ist der Mischsteilheit direkt proportional. Es gilt die Beziehung

$$S_c = \frac{\Delta I_a}{2{,}8 \cdot \mathfrak{U}_g}.$$

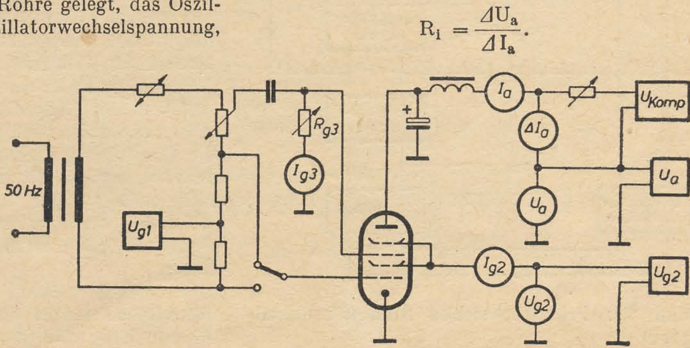
Daraus ergibt sich folgende einfache Meßmethode:

Die Mischröhre erhält ihre Anoden- und Schirmgitterspannung aus den elektronisch stabilisierten Netzgeräten im Meßgerät. Das Oszillatorgitter liegt an einer 50-Hz-Wechselspannung, die zur richtigen Einstellung des Oszillatorgitterstromes regelbar ist. Die Mischgitterwechselspannung ist in ihrer Phasenlage zur Oszillatorgitterwechselspannung umschaltbar. Um die sich bei der Umschaltung ergebende Anodenstromänderung genau messen zu können, ist außer dem normalen Anodenstrommesser ein zweiter eingesetzt, dessen Nullpunkt sich durch die Verwendung einer Kompensation unterdrücken läßt. Durch Ändern des Kompensationsstromes an diesem Instrument wird zunächst der Zeigerausschlag Null eingestellt und dann die Phasenlage der Mischgitterwechselspannung umgeschaltet. Unmittelbar darauf wird die Anodenstromänderung abgelesen. Wählt man die Mischgitterwechselspannung zu 0,354 V_{eff}, entspricht eine Stromänderung von z. B. 1 mA einer Mischsteilheit von 1 mA/V. Die Skala des Strommessers kann direkt in mA/V oder μA/V geeicht werden.

Es liegt nahe, diese einfache Messung einer Anodenstromänderung zur Bestimmung des Innenwiderstandes zu verwenden. Wird die Anodenspannung um einen bestimmten Betrag geändert und die dabei auftretende Anodenstromänderung gemessen, dann läßt sich der Innenwiderstand bestimmen zu

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}.$$

Bild 11: Prinzipschaltbild Mischsteilheitsmeßgerät ▶



Die Kombination beider Messungen hat den Vorteil, daß der Aufwand an Netzgeräten und Meßinstrumenten (U_a, I_a, U_{g2}, I_{g2}, U_{g1}, I_{g1}) nur einmal aufzubringen ist und daß beide Messungen gleich nacheinander durchgeführt werden können, ohne daß die Röhre umgesetzt wird.

Die wichtigsten technischen Daten des Gerätes

Meßbereiche:	S_c : 0 ··· 1000 μA/V 0 ··· 100 μA/V R_i : 330 kΩ ··· 5 MΩ
Meßunsicherheit:	± 5 %
Meßfrequenz:	50 Hz (Netz)
Meßspannung:	$\mathfrak{U}_{g1} = 0{,}354\ V_{eff}$
Anodenspannung:	regelbar von 30 V bis 300 V, elektronisch stabilisiert
Schirmgitterspannung:	regelbar von 30 V bis 300 V, elektronisch stabilisiert

Anlaufstrommeßgerät

Die Aufnahme von Anlaufstromkennlinien erfolgte bisher punktweise mit Meßeinrichtungen, die aus einer einstellbaren Anodenspannungsquelle, einer regelbaren Heizstromquelle und einem oder mehreren Spiegelgalvanometern bestehen. Diese Art der Messung nimmt verhältnismäßig viel Zeit in Anspruch, so daß an die Konstanz der Stromquellen, insbesondere der Heizstromquelle, große Anforderungen gestellt werden müssen. Die Anlaufstromkennlinie muß aus den punktweise aufgenommenen Stromwerten gezeichnet werden.
Das im ZLE entwickelte Anlaufstrommeßgerät beschleunigt die Aufnahme von Anlaufstromkennlinien ganz erheblich. Das Meßprinzip sei an Hand des Blockschaltbildes (Bild 12) erläutert. Es beruht auf dem bekannten Prinzip des Fotozellenkompensators.
Der Anlaufstrom I_a fließt über das Galvanometer G, dessen Lichtstrahl bei Auslenkung an den Fotozellen eine Spannung erzeugt, die dem Anlaufstrom umgekehrt proportional ist. Diese Spannung wird einer Impedanzwandlerstufe zugeführt, deren Ausgangsspannung über den Widerstand R und das Galvanometer G einen Strom I_k bewirkt, der dem Anlaufstrom I_a entgegengerichtet ist. Im Galvanometer heben sich beide Ströme nahezu auf, so daß nur noch die Stromdifferenz $I_a - I_k$ eine Auslenkung des Lichtstrahls verursacht. Der im Meßstromkreis

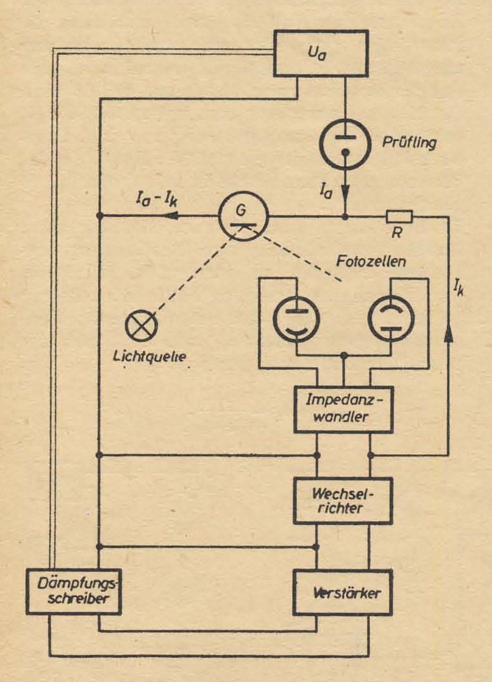


Bild 12: Prinzipschaltbild Anlaufstrommeßgerät

liegende Galvanometerwiderstand R_G verringert sich demzufolge auf den Wert

$$R_G' = \frac{R_G}{1 + V \cdot \frac{R_G}{R}}$$

wobei V die Stromverstärkung des Fotozellenkompensators (ohne Kompensation) darstellt. Damit wird ein Eingangswiderstand von wenigen Ohm erreicht, und die Anlaufstrommessung kann als Kurzschlußmessung gewertet werden.
Die Ausgangsspannung des Impedanzwandlers ist dem Anlaufstrom I_a proportional und wird für die Messung verwendet. Sie wird im Wechselrichter in eine proportionale Wechselspannung umgeformt, dann verstärkt und einem Dämpfungsschreiber zugeführt, der mit dem Anodenspannungsgerät mechanisch gekuppelt ist, so daß der Anstieg der Anodenspannung U_a mit dem Papiervorschub synchron läuft. Der Dämpfungsschreiber zeichnet die Anlaufstromkennlinie im logarithmischen Maßstab auf. Die Ermittlung des Kontaktpotentials kann aus dieser Kennlinie sofort erfolgen. Von Hand (Drucktaste) während der Messung eingeschriebene Spannungsmarken gestatten die genaue Bestimmung der Spannungswerte.
Die Aufnahme einer Anlaufstromkennlinie erfordert mit diesem Gerät eine Zeit von etwa zwei bis drei Minuten, wobei die Ermittlung des Kontaktpotentials bereits einbezogen ist. Demgegenüber erfordert die alte Meßanordnung eine Zeit von mindestens 20 Minuten.
Es sei noch erwähnt, daß zur Aufzeichnung der Anlaufstromkennlinie nur Dämpfungsschreiber mit elektrodynamischem Antrieb brauchbar sind. Die üblichen Neumannschreiber mit elektromechanischem Antrieb sind wegen ihrer geringen Einstellgenauigkeit nicht geeignet.

Die wichtigsten technischen Daten des Gerätes

Meßbereiche:

I	10^{-8} ··· 5,6 × 10^{-5}	A	(75 dB)
II	10^{-7} ··· 5,6 × 10^{-4}	A	(75 dB)
III	10^{-6} ··· 2 × 10^{-3}	A	(66 dB)

Meßunsicherheit:	ca. 5 %
Eingangswiderstand:	ca. 3 Ω
Anodenspannung:	Durchlaufbereich einstellbar zwischen —2 ··· +7 V

Literatur

Benz, F.: Meßtechnik für Funkingenieure, Springer-Verlag, Wien.

Eberhardt, Nüßlein u. Rupp: Ein neuartiges Prinzip stabiler Gleichstromverstärkung, Archiv f. Elektrotechnik XXXV. Band, 8. Heft.

Schweitzer, H.: Röhrenmeßtechnik, Franzis-Verlag, München.

Qualitätsverbesserung in der Gerätefertigung

In der Deutschen Demokratischen Republik werden viele Anstrengungen zur Erreichung des Weltniveaus in der Fertigung von Rundfunk- und Nachrichtengeräten unternommen. Augenfällig ist es jedoch, daß man die so günstigen Möglichkeiten, wie sie die Wareneingangs- und Warenendkontrolle liefern, nicht genügend ausnützt, ja sogar vernachlässigt.
Es scheint, als wären diese Faktoren bei der HV RFT, noch nicht auf ihre Tragweite untersucht worden.
In RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1957) wurde von Freimut Brückner, vom Institut für Berufspädagogik der Technischen Hochschule Dresden, das Problem der Preissenkung und Qualitätsverbesserung durch bessere Kontrolle in der Gerätefertigung erörtert.
Daß die Feststellungen von Freimut Brückner ein heikles Thema berühren, wird schon daraus erkenntlich, daß sich bis heute noch keiner der ungezählten Angesprochenen zur Diskussion stellte. Jeder, der mit diesen Problemen ringen muß, weiß, wie umfangreich das zur Diskussion gestellte Thema ist.
Darum ist es wichtig, noch einmal alle Einzelprobleme klar herauszustellen.
Daß eine Qualitätsverbesserung eng mit der Wareneingangs- und Endkontrolle zusammenhängt, ist nicht nur bei uns klar erkannt worden, sondern auch in anderen Ländern. Besonders in England wird der Wareneingangs- und Endkontrolle große Aufmerksamkeit geschenkt. Man geht dabei z. B. bei der Einzelteilkontrolle für den Meßgerätebau so weit, daß man die wichtigsten Teile in einer Meßschaltung vormontiert und erst nach einer bestimmten Probezeit, mitunter bis zu 4 Wochen, für die Fertigung freigibt. Keineswegs ist dies auf eine Stichprobe beschränkt. Es leuchtet ohne weiteres ein, daß für derartige Meßmethoden ein sehr beachtlicher Aufwand mit Meßgeräten und Spezialarbeitern getrieben werden muß, aber daß dieser Aufwand der Qualität zugute kommt, liegt auf der Hand. Daß bessere Qualität andererseits die Ware verbilligt, da weniger Unkosten durch Regreßpflichten entstehen und somit auch niedrige Preise ermöglicht werden, ist ebenfalls eine Tatsache.
Der derzeitige Stand bei der Fertigung von Einzelteilen macht eine sorgfältige Normenüberwachung erforderlich, welche nur bei der Wareneingangskontrolle (vom gerätefertigenden Betrieb aus gesehen) sinngemäß erfolgen kann. Das setzt aber ein sehr großes Maß an Erfahrung und Wissen voraus, das eben nur von hochqualifizierten Facharbeitern zu erwarten ist. Oft ist es Laboratoriumsarbeit und müßte von Technikern und Ingenieuren durchgeführt werden. Daß dem Betrieb den Facharbeitern gegenüber damit auch die Verpflichtung entsteht, die Bezahlung der Arbeit entsprechend vorzunehmen, ist selbstverständlich.
Welche Vorteile unserer sozialistischen Wirtschaft daraus erwachsen, wenn alle Hersteller bemüht sind, in ihren Wareneingangs- und Endkontrollen sorgfältig geprüfte und überwachte Waren herein- und hinauszulassen, ist wohl für jedermann erkenntlich.
Es ist leider so, daß wir allgemein nicht den richtigen Weg beschreiten. Es gibt zu zaghafte Investitionen für Meßparks und helle, staubfreie Räume. Ferner ist es wohl unbestreitbar richtiger, die Prüfarbeiten mit einer geringen Zahl von sehr gut bezahlten Spezialarbeitern vorzunehmen, als daß der Betrieb, wie es häufig der Fall ist, die Kontrolle von ungelernten Arbeitskräften, die demzufolge auch schlecht bezahlt werden, unter Leitung von drei bis vier Facharbeitern durchführen läßt. Unter gar keinen Umständen darf die Endkontrolle im Leistungslohn von mittelmäßigen Arbeitskräften ausgeführt werden, sondern nur von selbstbewußten Facharbeitern, die um der Sache selbst willen nur allerbeste Qualität aus dem Betrieb herauslassen. Daß Bummelei bei diesen selbstbewußten Arbeitskräften nicht zur Diskussion steht, läßt auch nicht die Befürchtung aufkommen, daß dadurch vielleicht weniger Teile oder Geräte die Betriebe verlassen.
Es ist unmöglich, den derzeitigen Zustand zu belassen. Die Wareneingangskontrolle ist die am schlechtesten bezahlte Abteilung der Betriebe. Es besteht für gute Fachkräfte oder gute Arbeiter keinerlei Anreiz in dieser, für den Betrieb so wichtigen Abteilung arbeiten zu wollen. Nach kurzer Zeit schon wandern die geeigneten Kräfte wieder ab, weil sie in der Produktion bedeutend mehr verdienen.
In die Wareneingangskontrolle gehören genauso wie in die Endkontrolle die Bestarbeiter der

Fortsetzung auf Seite 687

Röhreninformation DK 96 Teil 1 siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1957)

RÖHRENINFORMATION **DK 96** Teil 2

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Kapazitäten der DK 96

Oszillatorteil

Eingangskapazität …	$c_{e(g_1)}$	ca. 3,9	pF
Ausgangskapazität …	$c_{a(g_2)}$	ca. 4,8	pF
Gitter 1-Anode …	c_{g_1/g_2}	ca. 3	pF

HF-Teil

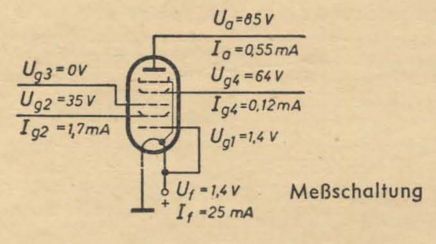
Eingangskapazität …	$c_{e(g_3)}$	ca. 7,4	pF
Ausgangskapazität …	$c_{a(g_3)}$	ca. 8,1	pF
Gitter 3-Anode …	$c_{g_3/a}$	$\leqq$ 0,36	pF

Weitere Kapazitäten

Oszillatoranode-Anode …	$c_{g_2/a}$	$\leqq$ 0,3	pF
Gitter 1-Anode …	$c_{g_1/a}$	$\leqq$ 0,11	pF
Gitter 2-Gitter 3 …	c_{g_2/g_3}	ca. 1,6	pF
Gitter 1-Gitter 3 …	c_{g_1/g_3}	$\leqq$ 0,2	pF
Gitter 1-Gitter 2 …	c_{g_1/g_2}	ca. 3	pF

Grenzwerte der DK 96

Batteriespannung …	$U_{B\,max}$	90 [1]	V
Anodenkaltspannung …	$U_{aL\,max}$	110	V
Anodenspannung …	$U_{a\,max}$	90	V
Anodenbelastung …	$N_{a\,max}$	150	mW
Schirmgitterkaltspannung …	$U_{g4L\,max}$	110	V
Schirmgitterspannung …	$U_{g4\,max}$	90	V
Schirmgitterbelastung …	$N_{g4\,max}$	30	mW
Spannung an der Oszillatoranode …	$U_{g2\,max}$	60	V
Belastung der Oszillatoranode …	$N_{g2\,max}$	100	mW
Katodenstrom …	$I_{k\,max}$	2,6	mA
Gitterableitwiderstand (an —f angeschlossen) …	$R_{g3\,max}$	3	MΩ
Ableitwiderstand des Oszillatorgitters …	$R_{g1\,max}$	100	kΩ
Gitterstromeinsatz (I_{g3} = + 0,3 μA) …	$U_{g3\,e}$	+ 0,75	V



Meßschaltung

Grenzwerte der DK 92 und DK 192

	DK 92	DK 192	
$U_{a\,max}$	90	90	V
$N_{a\,max}$	200	200	mW
$U_{g4\,max}$	90	67,5	V
$N_{g4\,max}$	100	50	mW
$U_{g2\,max}$	60	67,5	V
$N_{g2\,max}$	200	250	mW
$I_{k\,max}$	4	6	mA
$R_{g3\,max}$	3	3	MΩ

Kapazitäten der DK 92 und DK 192

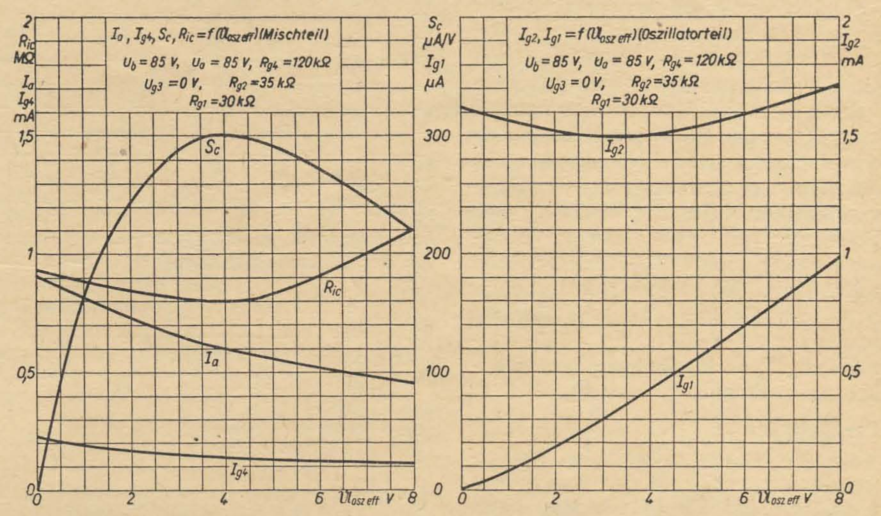
	DK 92	DK 192	
Oszillatorteil			
$c_{e\,(g_1)}$	ca. 3,9		pF
$c_{a\,(g_2)}$	ca. 4,8		pF
$c_{g_1/a}$	ca. 3		pF
HF-Teil			
$c_{e\,(g_3)}$	ca. 7,5	ca. 6,8	pF
$c_{a\,(g_3)}$	ca. 8,4	ca. 5,2	pF
$c_{g_3/a}$	< 0,36	< 0,45	pF
Weitere Kapazitäten			
$c_{g_2/a}$	< 0,3		pF
$c_{g_1/a}$	< 0,11		pF
c_{g_2/g_3}	ca. 1,6		pF
c_{g_1/g_3}	< 0,2		pF

[1] Absoluter Grenzwert 110 V, da die Spannung einer neuen 90-V-Batterie bis zu 110 V betragen kann.

Zum Vergleich die Betriebswerte der Paralleltypen als multiplikative Mischröhre

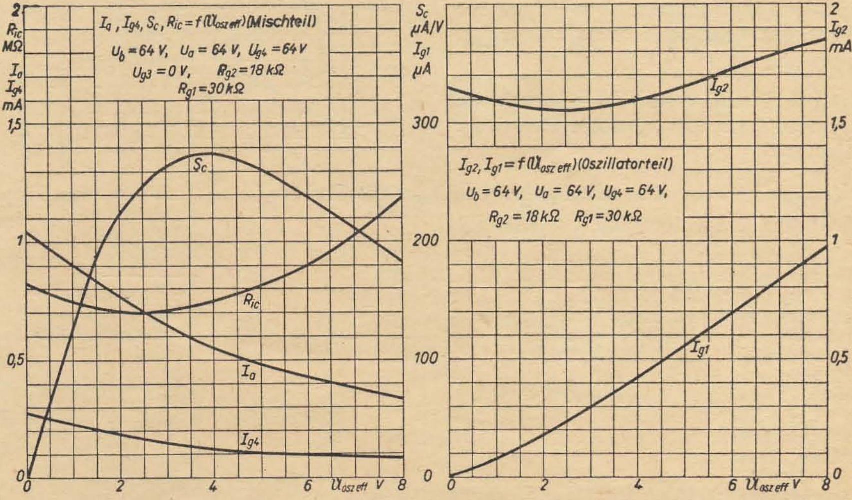
Typ	DK 96	DK 91	DK 92	DK 192	1 A 1 П	1 A 2 П	1 R 5 T	
U_a (U_b) …	85	90	85	67,5	90	60	90	V
U_{g4} …	(68)	67,5	(60)	67,5	45	45	67,5	V
U_{g3} …	0	0	0	0	0	0	0	V
U_{g2} …	(35)	67,5	(30)	67,5	45	45	67,5	V
$\mathfrak{U}_{osz\,eff}$ …	4	23	4					V
R_{g4} …	120		180					kΩ
R_{g2} …	35		35					kΩ
R_{g1} …	30	100	30	70	100	100	100	kΩ
I_a …	0,6	1,6	0,65	1,2	0,64	0,55	1,45	mA
I_{g4} …	0,14	3,2	0,14	3,7	1,9	0,85	1,58	mA
I_{g2} …	1,5		1,65					
I_{g1} …	85	250	130	120			150	μA
S_c …	300	300	325	290	160	190	280	μA/V
S_{eff} …	0,38	0,07	0,4					mA/V
R_{ic} …	800	600	1000		1500	1500	600	kΩ
U_{g3} bei $\left(\frac{S_c}{100}\right)$ …	—6,5	—14	—6		—12	—5	—14	V
$r_ä$ …	110	195	100					kΩ

Die 1 H 35 entspricht der DK 96, die 1 H 33, 1 H 34 und 1 R 5 entsprechen der DK 91.



Anodenstrom, Schirmgitterstrom I_{g4}, Mischsteilheit, Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung (Mischteil) U_b = 85 V

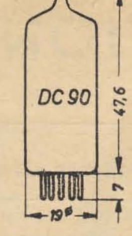
Oszillatoranodenstrom I_{g2}, Gitterstrom I_{g1} in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung (Oszillatorteil) U_b = 85 V



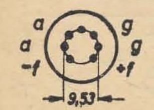
Anodenstrom, Schirmgitterstrom I_{g4}, Mischsteilheit, Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung (Mischteil) U_b = 64 V

Oszillatoranodenstrom I_{g2}, Gitterstrom I_{g1} in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung (Oszillatorteil) U_b = 64 V

DC 90



Maximale Kolbenabmessungen ▶



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen ◀

Aufbau

Batterie-Miniaturröhre mit sieben Stiften, senkrecht auf dem Preßteller aufgebaut. Sowohl Gitter als auch Anode sind an je zwei Sockelstifte geführt.

Verwendung

Die DC 90 ist in erster Linie als selbstschwingende, additive Mischröhre in Batterie-FM-Empfängern bestimmt. Auch zur HF-Verstärkung bei UKW verwendbar. Der niedrige Innenwiderstand der Triode kann durch ZF-Neutralisation erhöht werden. Der hohe Eingangswiderstand der DC 90 bei additiver Mischung gestattet eine hohe Antennenaufschaukelung. Bei einer 60-Ω-Antenne kann man mit einer sechsfachen Spannungsaufschaukelung von der Antennenklemme bis zum Gitter der DC 90 rechnen. Analog den Verhältnissen bei Netzempfängern empfiehlt es sich auch bei Batterieempfängern mit der DC 90, eine Schaltung mit symmetriertem Brükkeneingang und ZF-Rückkopplung aufzubauen. Man kann dann mit einer etwa sechsfachen Mischverstärkung und einer 50 · · · 60fachen Stufenverstärkung (einschl. Antennenaufschaukelung) rechnen.

Paralleltypen

Ein ähnlicher Typ mit dem gleichen Verwendungszweck, aber nur dem halben Heizstrom, ist die DC 96. Man kann auch die DF 97 in Triodenschaltung als selbstschwingende, additive Mischröhre benutzen.

In den USA, in der UdSSR, in der CSR und in Ungarn gibt es keinen der DC 90 entsprechenden Äquivalenztyp.

Hersteller

Die DC 90 wird vom VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg, gefertigt.

Vorläufige Daten

Heizung

Direkt geheizte Oxydkatode für Batteriebetrieb, für Betrieb mit Gleichstrom und mit gleichgerichtetem, gesiebten Wechselstrom. Parallelheizung (bei Batteriebetrieb) oder Serienheizung.

Heizspannung	U_f	1,4	V
Heizstrom	I_f	50	mA

Betriebswerte als HF-Verstärker, zugleich Meßwerte

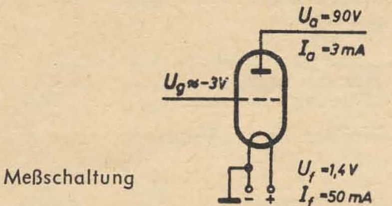
U_a	90	67,5	40	V
U_g	—3	0	0	V
I_a	3	4,5	1,5	mA
S	1,1	1,2	0,9	mA/V
μ	11,8	11,8	11,8	
D	8,5	8,5	8,5	%
R_i	10,7	9,8	13,1	kΩ
r_e (100 MHz)	7,5	7	9,5	kΩ
$r_ä$	2,7	2,3	3,3	kΩ

Kapazitäten

Eingang	c_e	ca. 0 8	pF
Ausgang	c_a	ca. 1 3	pF
Gitter — Anode	$c_{g/a}$	ca. 3,3	pF

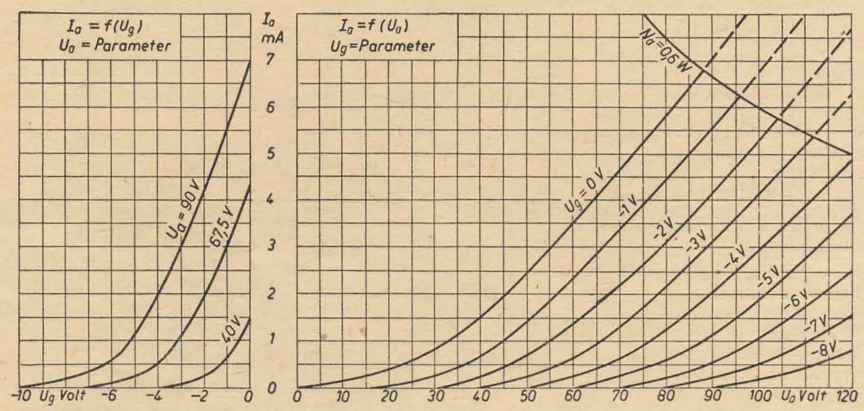
Grenzwerte

Batteriespannung	$U_{B\,max}$	90²)	V
Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	110	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	90	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	600	mW
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	5,5	mA
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	3	MΩ
Gitterstromeinsatz ($I_g \leqq 0,3\,\mu A$)	$U_{d\,e}$	0	V



Meßschaltung

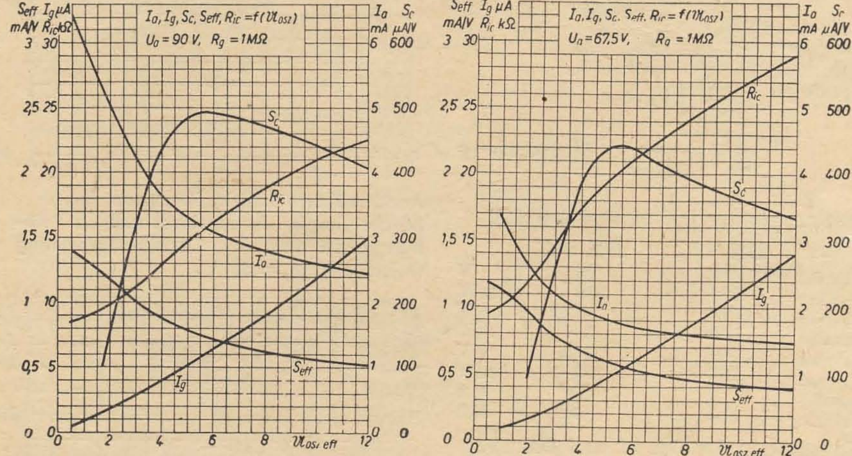
Statische Kennlinien



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Kennlinien als selbstschwingende, additive Mischröhre



Betriebswerte als selbstschwingende, additive Mischröhre

a) Gitterableitwiderstand R_g = 1 MΩ

Batteriespannung	U_b	90	90	67,5	V
Anodenvorwiderstand¹)	R_{av}		10		kΩ
Anodenspannung	U_a	90	(70)	67,5	V
Oszillatorwechselspannung	$\mathfrak{U}_{osz\,eff}$	6	6	6	V
Oszillatorgleichspannung	$\overline{U}_{osz}$	—6	—6	—6	V
Anodenstrom	I_a	3	2	1,7	mA
Gitterstrom	I_g	6	6	6	µA
Mischsteilheit	S_c	490	450	420	µA/V
effektive Steilheit	S_{eff}	0,7		0,5	mA/V
Innenwiderstand	R_{ic}	16	20	21	kΩ
Eingangswiderstand für f = 100 MHz	r_e	ca. 12	13		kΩ
Rauschfaktor	F	ca. 18			kT_0

b) Gitterableitwiderstand R_g = 0,5 MΩ

Anodenspannung	U_a	90	67,5	V
Oszillatorwechselspannung	$\mathfrak{U}_{osz\,eff}$	5,5	4	V
Oszillatorgleichspannung	$\overline{U}_{osz}$	—5,5	—4	V
Anodenstrom	I_a	2,8	1,8	mA
Gitterstrom	I_g	11	8	µA
Mischsteilheit	S_c	450	390	µA/V

¹) Hochfrequenzmäßig durch einen Kondensator überbrückt.

²) Absoluter Grenzwert 110 V, da die Spannung einer neuen 90-V-Batterie bis zu 110 V betragen kann.

Schaltung der DC 96 als selbstschwingende, additive Mischröhre

Fortsetzung von Seite 684

Betriebe. Sie müssen aber als solche bezahlt werden, also höher als in der Produktion. Eine Möglichkeit dafür wäre ein wesentliches Heraufsetzen der Lohngruppen. So etwa, daß ein guter Facharbeiter, wenn er für die Wareneingangs- oder Endkontrolle vorgesehen wird, automatisch zwei Lohngruppen aufrückt.
Eine weitere Möglichkeit liegt darin, daß man alle in der Wareneingangs- und Endkontrolle Beschäftigten mit einem Durchschnittslohn bezahlt, der einer etwa 140%igen Erfüllung in der betreffenden Lohngruppe bei Leistungsarbeit in der Produktion entsprechen würde.
Diese Formulierung ist gerechtfertigt, weil ja immer nur die Betriebsbesten ins Auge gefaßt werden.
Diese, die Wareneingangs- und Endkontrolle betreffenden Argumente sollten bei den Einzelteilherstellern- und Zubringerbetrieben sowie in der Gerätefertigung gleichermaßen behandelt werden. Nur wenn alle Betriebe nach Klasse 1 oder Sonderklasse fertigen, werden wir den wirklichen Anschluß an das Weltniveau erreichen. Wichtig wäre dabei, wenn das DAMW in sehr kurzen Abständen überprüfen würde, ob die Geräte aus der laufenden Fertigung noch die Vorschriften über die betreffende Güteklasse erfüllen. Die Praxis zeigt, daß Einzelteile und Geräte sogar das Prüfzeichen „Sonderklasse" tragen und dem in vieler Hinsicht nicht mehr entsprechen. Vermutlich darum, weil dem DAMW zur Erteilung des Gütezeichens ein Fertigungsmuster oder ein Gerät aus der Nullserie vorgestellt wurde, das unter Umständen mit größerer Sorgfalt gebaut wurde als ein Gerät aus der laufenden Fertigung.
Die Regelung dieser Fragen wäre eine sehr wichtige Aufgabe innerhalb der Diskussion über die Thesen des 32. Plenums des ZK der SED; denn da wir nun einmal dabei sind, den Wirkungsgrad unserer Industrie durch Umstellungen in unserem Staatsapparat in organisatorischer Hinsicht zu verbessern, sollte dieses Problem auch gleich mit gelöst werden.

Fritz Leonhardt
Gütekontrolleur im VEB Funkwerk Dresden

Literaturkritik und Bibliographie

I. A. Dombrowski

Antennen

Übersetzung aus dem Russischen
Verlag Technik, Berlin
Porta-Verlag, München, 1957
339 Seiten, zahlreiche Bilder, Tabellen und Diagramme, DIN A 5
Ganzlederin 38,— DM

Uns liegt die deutsche Übersetzung eines sowjetischen Buches über Antennen vor. In Form eines Handbuches findet man hier eine gute Zusammenstellung über Theorie und Praxis der Antennen. Besonders der Praktiker wird dies dankbar begrüßen. Durch die klare und übersichtliche Darstellung ist ein schnelles Zurechtfinden gewährleistet. Unterstützt wird dies noch dadurch, daß sich die deutsche Redaktion bemüht hat, die Bezeichnungen und Fachausdrücke weitgehend den bei uns üblichen anzupassen.
Ein Viertel dieses Buches ist der Antennentheorie gewidmet. Im ersten Kapitel wird gezeigt, wie sich die Feldstärken aus der Stromverteilung auf der Antenne errechnen. In den beiden nächsten Kapiteln werden die Grundlagen der Leitungstheorie und die grundlegenden Formeln der Antennentheorie zusammengestellt. Einige einfache Beispiele erläutern die allgemeine Theorie. Das 5. Kapitel bringt schließlich eine Zusammenstellung der elektrischen Kenngrößen für Antennen, wie z. B. Gewinn, Keulenbreite im Richtdiagramm, Absorptionsfläche und effektive Antennenlänge. Die knappe, aber trotzdem exakte Darstellung der Theorie stellt einige Anforderungen an die mathematischen Kenntnisse des Lesers. Man könnte den theoretischen Teil dieses Buches fast als „Formelsammlung" bezeichnen. Die Kapitel über Antennen für Lang-, Mittel- und Kurzwellen bringen in übersichtlicher Darstellung alles Wissenswerte über die Berechnung dieser Antennenformen (wie uns dies für Kurzwellenantennen bereits in ähnlicher ausführlicherer Darstellung in Ajsenberg, Kurzwellenantennen, bekannt ist). Der Praktiker wird jedoch eine ausführlichere Darstellung der ihn interessierenden technischen Probleme, z. B. an Hand von gezeigten bereits gebauten Ausführungsbeispielen, vermissen. Auch die Isolationsprobleme bei Sendeantennen kommen zu kurz. Den Erdungssystemen wurde jedoch ein ausführliches Kapitel gewidmet.
Ähnlich wird der Meßgeräte- und der Empfängerfachmann die Verbindung zwischen der theoretischen Darstellung der Empfangsantenne und seinem Gerät vermissen, und er hätte sicher gern etwas über Abstimmittel gelesen. Es kann jedoch sein, daß dann der Rahmen, den sich der Verfasser vorgegeben hat, überschritten würde. Das Kapitel über Ultrakurzwellenantennen kann nicht den Mangel an einer guten und ausführlichen Darstellung, wie sie heute von so vielen an UKW und FS Interessierten gesucht wird, beseitigen. Wer nur etwas Spezielles über dieses Gebiet sucht, wird das Buch enttäuscht zur Seite legen. Dies mag darauf zurückzuführen sein, daß die Bearbeitung der Originalausgabe schon einige Jahre zurückliegt.
In den letzten Kapiteln werden Flächenantennen, Parabolantennen, Hornstrahler und Linsenantennen wiederum in straffer, mathematisch exakter Darstellung behandelt, so daß auch in dieses Gebiet eine gute, wenn auch nur kurze Einführung gegeben wird.
Im Anhang bringt ein vom deutschen Bearbeiter zusammengestelltes Literaturverzeichnis eine gute Auswahl des Schrifttums über Antennen.
Abschließend kann gesagt werden, daß das Buch von Dombrowski (die gelungene wissenschaftliche Bearbeitung der deutschen Übersetzung führte Dr. R. Kühn durch) eine Lücke in der Reihe der Fachbücher schließt. Besonders an unseren Hoch- und Fachschulen wird man dies begrüßen. *Lingenfelder* und *Vielhauer*

Heinz Richter

Praktische Elektronik für jeden Beruf

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1957
217 Seiten, 146 Bilder im Text und 36 Bilder auf 12 Tafeln; Halbleinen 9,80 DM

Als Ergänzung zu dem im Vorjahr erschienenen Buch von Heinz Richter „Elektronik in Selbstbau und Versuch" ist jetzt das Werk „Praktische Elektronik für jeden Beruf" herausgekommen. Der dritte Teil dieser Schriftenreihe „Transistor-Praxis" wurde in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1957) S. 223 besprochen. In dem nun vorliegenden zweiten Teil der Praxis der Elektronik wendet sich der Verfasser an einen ziemlich weitgesteckten Leserkreis, nämlich an alle jene, die in ihrem Beruf irgendwann einmal mit der Elektronik zu tun haben können. Das sind nicht nur Ingenieure und Techniker, sondern auch Ärzte, Bautechniker, Architekten, Chemiker und Textilfachleute. Selbstverständlich konnte der riesige Umfang der modernen Elektronik nicht erschöpfend behandelt werden. Es ist dem Verfasser aber gelungen, in den beiden Bänden eine fast lückenlose Darstellung der wichtigsten Anwendungsgebiete der Elektronik zu vermitteln.
Der erste Abschnitt der „Praktischen Elektronik" ist der elektronischen Fernsteuerung gewidmet. Es werden die Grundsteuerungen, der elektrische und der mechanische Teil von Fernsteueranlagen und die gesetzlichen Bestimmungen für den Betrieb von Modellfernsteueranlagen behandelt. Der zweite Abschnitt erklärt den Begriff der Automation, worunter die elektrische Messung und Steuerung nichtelektrischer Größen bzw. Vorgänge zu verstehen ist. Ärzte, Biologen und Angehörige der elektromedizinischen Industrie werden sich für den Inhalt des dritten Abschnittes interessieren, der die wichtigsten medizinischen und biologischen Anwendungen der Elektronik behandelt. Hier werden auch einige Hinweise zum Selbstbau einfacher Geräte gegeben, mit denen man z. B. die Herztätigkeit registrieren und im Lautsprecher hörbar machen kann. Das vierte Kapitel wendet sich an den Personenkreis, der sich mit elektronischer Wärme — induktiver und kapazitiver Erwärmung — beschäftigt. Der fünfte Abschnitt behandelt den Ultraschall, sein Wesen und die Erzeugungsverfahren (magnetostriktive und piezoelektrische Ultraschallgeneratoren). Auch hier wird der Selbstbau von Ultraschallgeräten empfohlen; das Arbeiten mit Einrichtungen, die nicht hörbaren Schall erzeugen, ist sehr reizvoll. Schließlich stellt das letzte, sechste Kapitel eine gewisse Ergänzung zu den Darlegungen des ersten und des dritten Bandes dieser Bücherreihe dar. Es behandelt die Schaltungstechnik von Fotoelementen und Fotowiderständen. Auch hier finden Amateure viele Hinweise zur Durchführung einfacher Versuche. Das Buch kann jedem empfohlen werden, der sich ohne mathematische Kenntnisse ein Bild von den Möglichkeiten der Elektronik machen will. Die äußere Aufmachung des Buches entspricht der der übrigen Bände dieser Reihe. Der Druck und die Ausstattung sind gut.

Taeger

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Ing. Otto Limann

Fernsehtechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Fernsehtechnik
Franzis-Verlag, München
218 Seiten, 252 Bilder, Ganzleinen 14,80 DM

Ein neues Buch eines alten Praktikers und nicht das erste gute Fernsehbuch vom Franzis-Verlag. Die Theorie kommt nur zu „Wort", auf Mathematik wird so intensiv und so geschickt verzichtet, daß man sie nicht vermißt. Hier und da wird eine Formel eingestreut: Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie Verstärkung der drei Röhrengrundschaltungen, Grenzfrequenz von RC-Gliedern und ähnliche vielgebrauchte Rechenhilfen. Begrüßenswert ist die Behandlung von Dezitunern und das Kapitel „Hochfrequenzleitungen und Fernsehantennen".
Das ganze Buch bildet eine in sich geschlossene Einheit; am Schluß jedes Kapitels befindet sich eine gedrängte Literaturübersicht (hauptsächlich westdeutsche Fachzeitschriften und Bücher des Franzis-Verlages werden als Schrifttum angegeben). Ein besonderer Vorteil ist die Tatsache, daß der gesamte Inhalt auf Beispielen und Einzelheiten aus der westdeutschen Empfängertechnik aufgebaut ist; die sehr enge Verbindung zur Praxis ist damit stets gesichert. Geeignet ist das Werk für den angehenden Reparaturtechniker, für den Amateur und den Fachkollegen jedes Niveaus, der dem Fernsehen bisher fernstand und sich einen Überblick verschaffen will.
Ein solches Buch wird bei uns dringend benötigt; denn die beiden langersehnten Neuerscheinungen von DDR-Verlagen wenden sich an andere Leserkreise (Mann, „Fernsehtechnik", Fachbuchverlag Leipzig — ein Fachschullehrbuch, und Klopow/Neidhardt, „Fernsehtechnik", Verlag Technik — ein sehr gründliches Buch, das aber die „modernen" Schaltungseinzelheiten nicht behandelt und durchweg ein wesentlich höheres Niveau voraussetzt).

Kuckelt

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Wichtige Neuerscheinungen – in Kürze lieferbar:

Prof. B. P. ASSEJEW

Phasenbeziehungen in der Funktechnik

Übersetzung aus dem Russischen
Deutsche Redaktion: Dipl.-Ing. G. Fürstenberg, Berlin
DIN A5, etwa 264 Seiten, 222 Bilder, 5 Tafeln
Ganzlederin etwa 26,— DM

Aus dem Inhalt: Messen der Phasenverschiebung – Phasenschieber — Phasenverhältnisse bei Modulation — Phasenbeziehungen in einem selbsterregten Röhrengenerator – Die Anwendung von Phasenverschiebungen in Antennen und anderen Geräten.

Dr.-Ing. PETER NEIDHARDT

Einführung in die Informationstheorie

DIN A5, 128 Seiten, 27 Bilder, 4 Tafeln
Ganzlederin etwa 15,— DM
– Gemeinschaftsauflage mit Berliner Union, Stuttgart –

Aus dem Inhalt: Grundzüge der mathematischen Statistik: Wahrscheinlichkeitstheorie — Beschreibende und theoretische Statistik.
Grundzüge der Informationstheorie: Die historische Entwicklung der Informationstheorie — Die spezielle Informationstheorie — Anwendungen der Informationstheorie.

Bestellungen nehmen alle Buchhandlungen gern entgegen!



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN C 2

Nicht weinen ....

DUOSAN-RAPID ist



von ungeheurer Klebkraft

EIN ERZEUGNIS DES VEB FILMFABRIK AGFA-WOLFEN



VEB KABELWERK VACHA · VACHA/RHÖN

Im beschränkten Umfang **noch in diesem Jahr lieferbar**
das vielfach bewährte

Tonbandgerät LW 6

der Universalverstärker UV 16

für Tonband-Aufnahmen und -Wiedergaben.

Ferner fertigen wir:

Pulte und Schränke für Studio



Gülle & Piniek
Berlin-Köpenick
Mahlsdorfer Straße 3–5 · Ruf: 652465

Becherkondensatoren

0,02 μF	250 V	1,—
0,07 μF	450 V	1,—
0,2 μF	250 V	–,80
0,25 μF	250 V	1,—
0,25 μF	350 V	1,50
0,25 μF	1/3 kV	3,30
3×0,1 μF	200/1000 V	1,50
2×0,75+150 Ω	50/500 V	–,60

Becherkondensatoren mit 0,5% Toleranz

250 V DIN 41381
0,02 μF 0,03 μF 0,04 μF
0,045 μF 0,05 μF 0,055 μF
0,06 μF 0,07 μF 0,075 μF
0,085 μF 0,09 μF 0,1 μF
0,11 μF DM 2,95

Einbaumotore

perm. 6000 U/min 4,5 V		6,—
mit Feldspule 2,3 W 10–16 V	mit Schnecke	6,40
dito	ohne Schnecke	6.—
dito 5 W	mit Schnecke	7,40
dito 5 W	ohne Schnecke	7,—
dito 5 W	mit durchgehender Achse	7,40

Akkumulatoren ZM 1 4 V 6 AH 18,—

Radio-Panier, Leipzig C 1, Reichsstraße 1–9, Tel. 66433

Mi — Mikrofon (auch: M)
mi. — m. = Meile (siehe unter m.)
MIMO — miniature image orthicon = Miniaturorthikon
min — Minute (auch: m und mn)
misc. — miscellaneous = Verschiedenes
MM — Megamega = Tera- = 10^{12}
MMF — magnetomotive force = Magnetomotorische Kraft = MMK
$\mu\mu$F — mmfd = Mikromikrofarad = Pikofarad = 10^{-12} F
mmfd — micromicrofarad = Pikofarad = pF
MMK — Magnetomotorische Kraft = MMK
MMW — Meldemischwähler
Mn — Mangan, chemisches Element
mn — minute = Minute (min)
MO — master oscillator = Steuersender, Steuergenerator
Mo — Molybdän, chemisches Element
MON — monitoring amplifier = Kontrollverstärker
MOUSE — minimum orbital unmanned satellite earth = unbemannter künstlicher Erdsatellit
MP — melting point = Schmelzpunkt
— Metallpapier (z. B. MP-Kondensator)
— Mitpegeln (Schalterstellung)
— motion picture = Film
m.p.h. — miles per hour = Meilen/Stunde; 1 m.p.h. = 1609,31 Meter/Stunde (m/h)
m.p.m. — metres per minute = Meter/Minute (m/min)
m.p.s. — metres per second = Meter/Sekunde (m/s)
MRCP — mobile radar control post = bewegliche Radarkontrollstelle
Mrd. — Milliarde = 10^9
MRE — méthode rapide d'exploitation = Schnellverkehrsverfahren (im Fernsprechdienst)
MRF — multiplexage par répartition en fréquence = Frequenz-Multiplex (= frequenzgeschachtelte Vielfachübertragung)
MRFL — master radio frequency list = Funkfrequenzliste
MRSD — maximum rated standard deviation = höchstzulässige Abweichung von der Norm
MS — margin of safety = Sicherheits-Zuschlag
— master switch = Hauptschalter
— maximum stress = Zerreißgrenze
— mild steel = Weicheisen
— Mithören (Schalterstellung)
Ms — Mitsprechen (Schalterstellung)
msg. — message = Sendung, Meldung, Nachricht, Durchsage
MSL — mean sea level = Normalnull, Meeresspiegelhöhe
M.S.T. — Mountain Standard Time = Normalzeit für die Rocky Mountains
MT — Magnetton
— Mithörtaste
— mechanical transport = Kraftfahr...
Mt. — Mount (frz. Mont) = Berg
m.t.-cable — multiple-twin cable = Viererkabel
mth — millithermie = frz. Ausdruck für die Wärmemengenmaßeinheit kcal
μth — microthermie (= cal)
MTI — moving targets indicator = Radaranzeigegerät für sich bewegende Objekte
MTR — multiple track range (radar) = mehrspuriges Radarnavigationsverfahren, ähnlich Gee
M.T.S. — Mètre-Tonne-Seconde = m-t-s-Maßsystem
MTZ — Motortechnische Zeitschrift
MUF — maximum usable frequency = höchste brauchbare (zulässige) Funkfrequenz
muf — gebräuchliche, jedoch falsche Abkürzung für „microfarad" = μF
mumu — micromicro = Piko- = 10^{-12}
MUSA — multiple-unit steerable antenna; (Kurzbezeichnung für eine besondere Mehrfachrautenantenne, deren Hauptkeule elektrisch steuerbar ist)
MVC — manual volume control = handbetätigte Lautstärkeregelung
MVDF — medium- and very high-frequency direction-finder = MW- und UKW-Peilstelle
MW — medium wave = Mittelwelle
— Mischwähler
— Mittelwelle = Hektometerwelle (300 bis 3000 kHz, 1000 m bis 100 m)
— modulated wave = modulierte Welle

N

N — Leistung
— Nachbildung (auch: Na)
— Neper (Maßeinheit für Dämpfung oder Verstärkung); auch: Np
— Netzwerk
— Stickstoff, chemisches Element
— Windungszahl (nach IEC)
n — Drehzahl (meist ausgedrückt in U/m)
— Nano ... = 10^{-9}
— Übersetzungsverhältnis (nach IEC) = $\frac{w_1}{w_2}$
Na — Nachbildung (= N)
— Natrium, chemisches Element
NAA — National Aeronautical Association = staatlicher Luftfahrtverband (USA)
NABE — Aluminiumnulleiter mit Bleimantel für Erdverlegung
NACA — National Advisory Comittee for Aeronautics = Staatlicher Ausschuß für Luftfahrtberatung (USA)
NAE — Aluminiumnulleiter für Erdverlegung
NAER — North American Electronic Research Corporation (of Los Angeles) = Nordamerikanische elektronische Forschungsvereinigung (in Los Angeles, Kalifornien)
NAK — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel
NAKA — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel und Außenumhüllung
NAKB — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel und Bandeisenbewehrung
NAKBA — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel, Bandeisenbewehrung und Außenumhüllung
NAKF — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel und Flachdrahtbewehrung
NAKFA — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel, Flachdrahtbewehrung und Außenumhüllung
NAKR — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel und Runddrahtbewehrung
NAKRA — Normleitung: Aluminiumkabel mit Bleimantel, Runddrahtbewehrung und Außenumhüllung
NALLA — National Long Lines Agency = Staatliches Amt für Fernverbindungen (in Europa)
NAREC — Naval Research Laboratory Computer = Rechengerät des NRL (USA)
NARTB — National Association of Radio and Television Broadcasters = Staatliche Vereinigung der Tonrundfunk- und Fernsehgesellschaften (USA)
NAS — National Academy of Science = Staatliche Akademie der Wissenschaften
Nav. — naval = See-, Marine-
— navigation = Navigation, navigatorisch
NAVAR — navigation air radar = Radareinrichtung zur Luftnavigation
Nawi — nicht abwickelbare (Membrane)
Nb — Niob, chemisches Element
NBC — National Broadcasting Corporation = Staatliche Rundfunk-Gesellschaft (USA)
NBE — Nulleiterdraht mit Bleimantel für Erdverlegung
NBEU — Normleitung: Bleimantelleitung mit Eisenbandbewehrung und Umflechtung aus Faserstoff
NBFM — narrow-band frequency modulation = Schmalbandfrequenzmodulation
NBS — National Bureau of Standards = Staatliches Normen-Amt (USA)
NBU — Normleitung: Bleimantelleitung mit Umflechtung aus Faserstoff
NBÜ — Nachbrückenübertrager
NC — national center = staatliches Selbstwählfernamt
NCS — net control station = Netz-Leitstelle
NCV — no commercial value = Muster ohne Wert
Nd — Nachbildung für den Durchgang
— Neodym, chemisches Element
NE — Nebensprecheinheit
— Nulleiterdraht für Erdverlegung
Ne — Neon, chemisches Element
NEC — National Electric Code = Staatlicher elektrischer Code (USA)
— National Electronics Conference = Staatlicher Elektronikausschuß (USA)
NEIL / **NEL** — neon indicating (glow) lamp = Glimmlampe, Signallampe (Neon)
NEMA — National Electrical Manufacturers' Association = Staatliche Vereinigung der Hersteller elektrischer Geräte (USA)
NF — Niederfrequenz
N.F. — norme française = französische Norm
NFA — Normleitung: Fassungsadern (nur für Beleuchtungskörper)
NFAS — Normleitung: Fassungsadern für Spiraldrahtzüge (mit Stahlseele und Kupferdrahtverseilung)
NGA — Normleitung: Gummiaderleitung
NGAW — Normleitung: Gummiaderleitung mit wetterfester, imprägnierter Beflechtung
NGK — Normleitung: Gummibleikabel für Starkstrom
NGKR — Normleitung: Gummibleikabel für Reklamebeleuchtung
NGl — Netzgruppenleitung
NGM — Netzgruppenmittelpunkt
n.hp. — nominal horse-power = Nenn-PS
NHSGK — Normleitung: Hochspannungsschnur mit Gummimantel und Kordelbeflechtung
Ni — Nickel, chemisches Element
NIA — Normleitung: Kabel ohne Bleimantel mit Außenumhüllung (Innenraumkabel)
NIAG — Normleitung: Kabel mit Gummi-Außenumhüllung
NK — Candela (cd), Maßeinheit für die Lichtstärke; 1 cd = 1,170 HK = 0,981 I.C.P.
— Neue Kerze = Candela (s. zuvor)
— Normleitung: blankes Papierbleikabel
NKA — Normleitung: blankes Papierbleikabel mit asphaltierter Jute
NKB — Normleitung: Kabel mit Bleimantel und Bandeisenbewehrung
NKBA — Normleitung: Kabel mit Bleimantel, Bandeisenbewehrung und Außenumhüllung
NKF — Normleitung: Kabel mit Bleimantel und Flachdrahtbewehrung
NKFA — Normleitung: Kabel mit Bleimantel, Flachdrahtbewehrung und Außenumhüllung